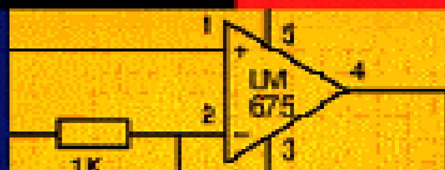
Roger Bourgeron

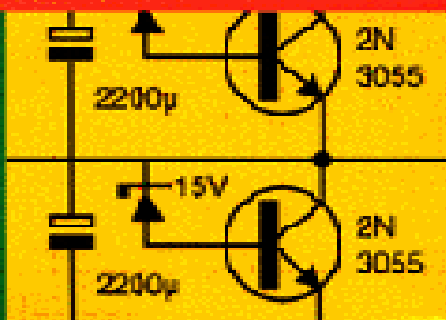


1500 Schémas et circuits électroniques

3e édition
Mise à jour et augmentée







DUNOD

René Bourgeron

1500 schémas et circuits électroniques

3e édition
mise à jour et augmentée

DUNOD

ISBN 2 10 002438 8

Electroniciens, concepteurs, étudiants, amateurs des circuits électroniques, voici un recueil de schémas pour montages électroniques, dans lequel vous trouverez certainement une solution à vos problèmes.

Ce livre regroupe la quasi totalité des fonctions principales rencontrées en électronique. Ces fonctions de base, judicieusement associées, permettront d'obtenir un objet technique complet.

On trouvera également dans cet ouvrage, quelques montages «gadgets» mais utiles tel que les générateurs de bruits (trains, bateaux, etc.), des serrures codées ou encore des sonnettes électroniques multitons.

Cette nouvelle édition de 1500 schémas est une refonte en profondeur de la précédente. Pour effectuer cette mise à jour qui reflète l'évolution technique, nous avons éliminé de nombreux schémas qui sont devenus désuets par leur technologie ou qui ne sont plus utilisés du fait de l'évolution des systèmes électroniques.
C'est ainsi que nous ne trouverons plus les schémas des correcteurs RIAA puisque les disques à enregistrement analogique sont périmés (ou presque) ainsi que les oscillateurs à diapason et bien d'autres montages dont les composants sont devenus introuvables tel que les diodes «tunnel».
D'autre part, dans cette édition, nous avons développé de nombreux montages numériques afin de suivre au plus près l'évolution technique.

Précisons que la plus grande partie des montages décrits a été réalisée par l'auteur ou les firmes citées et, avec quelques minimes retouches dues à la tolérance sur les valeurs de certains composants, les circuits doivent fonctionner.

SOMMAIRE

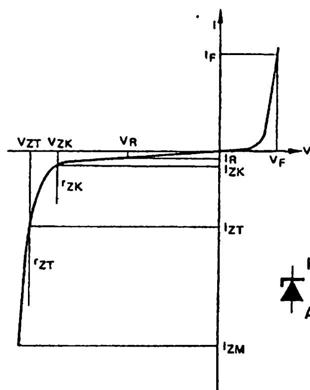
SOURCE DE TENSION
RÉGULATION DE TENSION

1. Stabilisation de tension par diode zéner

La caractéristique courant-tension d'une diode zéner est représentée ci-contre. Dans le sens direct, la forme est celle d'une diode classique. Dans le sens de polarisation inverse, plusieurs paramètres devront être spécifiés pour permettre à l'utilisateur de déterminer les éléments de son circuit.

Pour obtenir une stabilisation de tension il faut polariser la diode zéner en inverse. La tension de source doit être supérieure à la tension de zéner V_Z. On monte toujours un élément résistif en série R_S pour limiter le courant dans la diode. La tension entre les bornes de R_S est égale à la différence entre la tension de source et la tension V_Z, soit un courant qui traverse la résistance :

$$I_r = \frac{V_e - V_Z}{R_S}$$



V_{ZT} = tension de régulation à courant donné (I_{ZT})
I_{ZT} = courant de contrôle de la tension de régulation
r_{ZT} = résistance différentielle pour le I_{ZT}
I_{ZK} = courant de mesure dans la région du coude
r_{ZK} = résistance différentielle pour le courant I_{ZK}
α_{VZ} = coefficient de température de la tension de régulation
I_R = courant inverse de fuite à la tension spécifiée V_R
V_R = tension de mesure du courant I_R
I_{ZM} = valeur limite maximale du courant de régulation
I_{ZSM} = courant inverse de pointe de surcharge répétitif

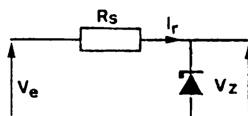
Caractéristiques d'une diode zéner

2. Régulation de tension par régulateur intégré

Un circuit de régulation de base utilise un amplificateur opérationnel pour comparer une tension de référence à une fraction de la tension de sortie et pour contrôler un élément série qui régule la tension de sortie. L'élément de sortie, qui est constitué de transistors intégrés, limite le courant de sortie. Un transistor extérieur peut être ajouté pour permettre un débit de courant important.

Les régulateurs intégrés ont l'avantage d'avoir :

— une réponse rapide aux transitoires de la charge et du secteur,
— un faible bruit,
— un fort taux de filtrage avec un bon rendement,
— un montage relativement simple avec une haute stabilité,
— une possibilité d'avoir une tension de sortie positive ou négative.



Montage d'une diode zéner

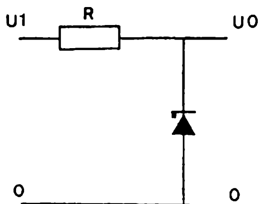
Principales caractéristiques d'un régulateur

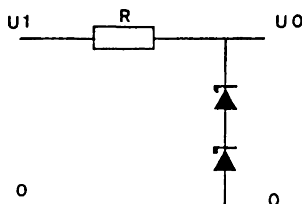
Le choix d'un régulateur se fera en fonction de :
— la régulation en ligne ou régulation d'entrée donnée par la relation $\frac{\Delta U_s}{\Delta U_e}$,

dans laquelle ΔU_s est la variation de la tension de sortie et ΔU_e la variation de la tension d'entrée ;
— la régulation en charge ou résistance interne donnée par la relation $\frac{\Delta U_s}{\Delta I_s}$, dans laquelle ΔI_s est la variation du courant de sortie ;
— la différence de tension $U_e - U_s$ que peut supporter le régulateur ;
— la tension de référence du régulateur (U_{ref}) ;
— la puissance du régulateur et son intensité maximale ;
— le taux de filtrage, la tension de bruit, la température maximale, etc.

Pour permettre la réalisation d'alimentations symétriques, il existe des régulateurs à tension de sortie négative.

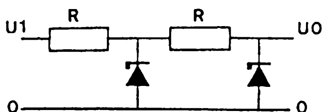
1-2 MONTAGES ÉLÉMENTAIRES DE STABILISATION

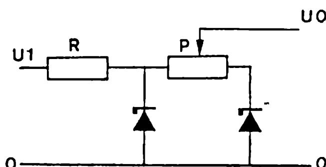




Dans le montage de base, la tension et la puissance dissipée sont fonction du type de diode employée. La mise en série des diodes zéner permet d'augmenter ces paramètres.

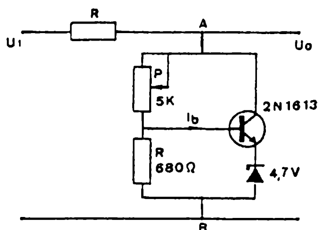
3-4 DOUBLE STABILISATION

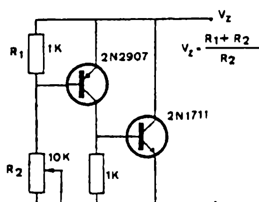




Pour une tension de sortie particulièrement stable, on utilise deux étages de stabilisation. Le coefficient de stabilisation total sera égal au produit des coefficients de variation relative. Si la résistance insérée entre les deux diodes est un potentiomètre, on peut obtenir une tension de sortie ajustable.

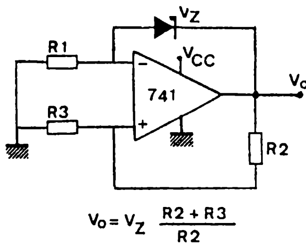
5-6 DIODES ZÉNER AJUSTABLES

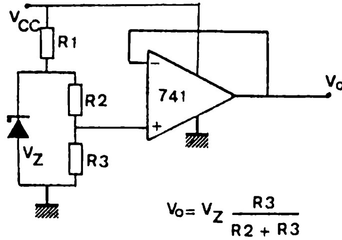




Le courant circulant dans le diviseur de tension P-R doit être élevé par rapport à I_b, il sera fixé à 8 mA. La tension entre les bornes A et B est réglable de 5 à 45 V pour une consommation de courant minimale de 15 mA.

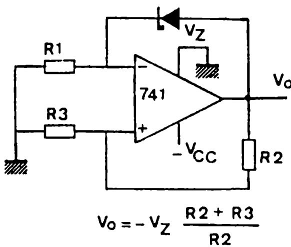
7-8 SOURCES DE TENSION

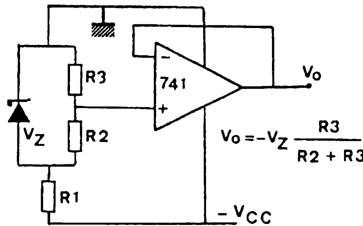




Source de tension positive.
Suivant la disposition de la diode stabilisatrice, on obtient une tension supérieure à V_z ou inférieure à V_z.

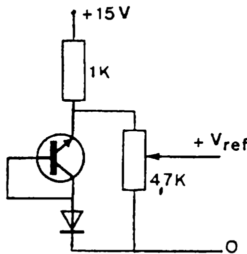
9-10

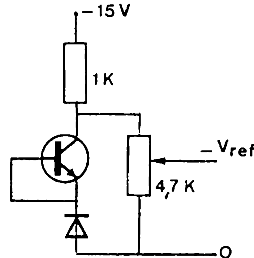




Source de tension négative.
Suivant la disposition de la diode stabilisatrice, on obtient une tension négative supérieure à V_z ou inférieure à V_z.

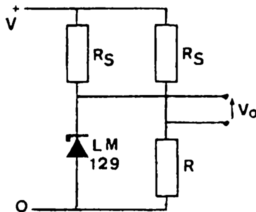
11-12

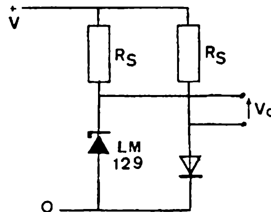




Sources de tension compensées en température.
Le transistor a une dérive thermique inverse de la diode et compense celle-ci : $V_{ref} = \pm 9$ V.

13-14



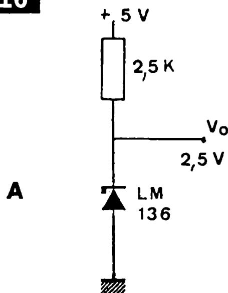


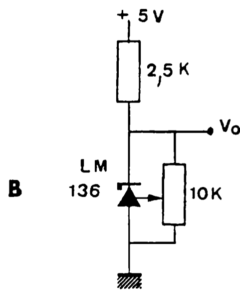
Sources de tension compensée.
En choisissant *R* du même ordre de grandeur que la résistance dynamique de la diode de référence, on perfectionne la stabilisation de la tension de sortie en fonction du courant d'utilisation. *R* peut être remplacée par une diode.

SOURCES DE TENSION

Ces montages utilisent des diodes de régulation de précision LM 136. Ce sont des circuits intégrés de référence de tension qui fonctionne comme une diode zéner ajustable. Une telle diode est plus facile à utiliser qu'une diode zéner, car sa large gamme de courant facilite la polarisation de nombreux circuits.

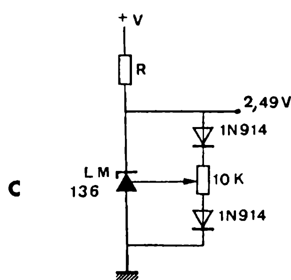
15-16

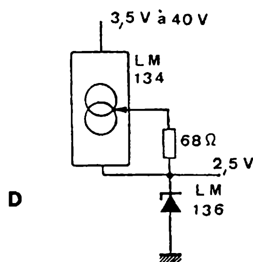




En A nous avons le montage de base. En B on utilise un potentiomètre pour régler la tension de claquage, ce qui permet de régler sans modification du coefficient de température, la tension de zéner.

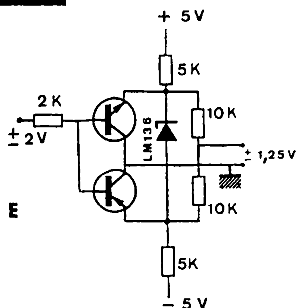
17-18

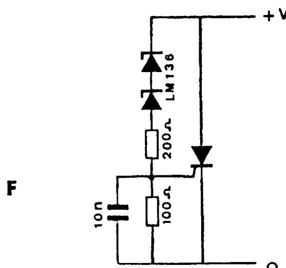




Pour obtenir un coefficient de température plus faible, on peut utiliser deux diodes (fig. C). Pour accroître la tension d'entrée, on peut utiliser une source de courant ajustable (fig. D).

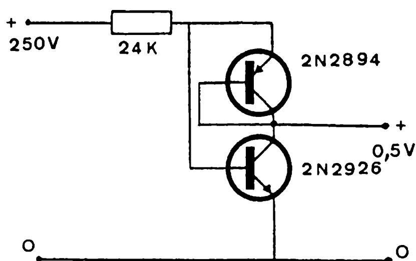
19-20





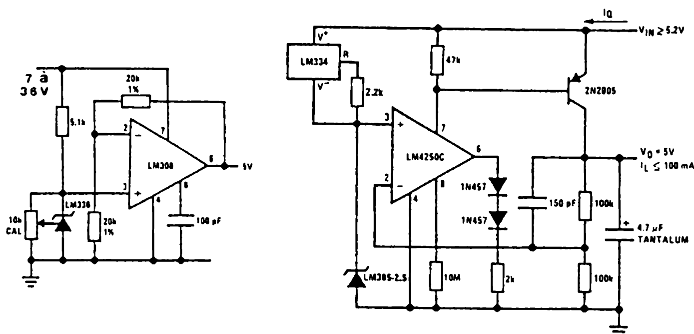
Le montage E est une source de tension de référence bipolaire. Suivant la tension d'entrée, nous avons ± 1,25 V en sortie. Le montage F utilise deux LM 136 montés en série ce qui permet de limiter la tension aux bornes du thyristor à 5 V (disjoncteur).

21 SOURCES DE TENSION



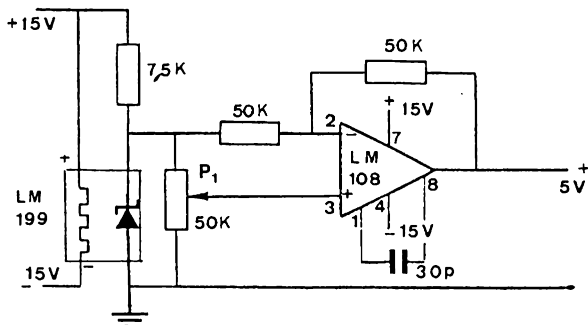
Ce schéma montre une façon d'obtenir une tension stabilisée très faible (0,5 V) à partir d'une source de tension élevée et ceci pour un courant de sortie variant de 20 µA à 10 mA.

22-23



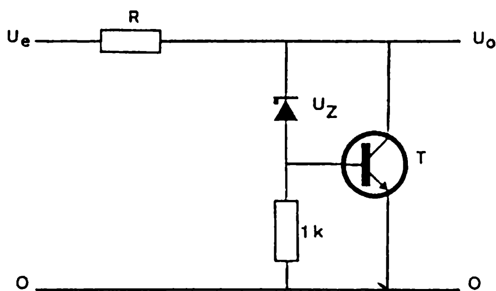
Ces montages utilisent une diode de régulation de précision ajustable ce qui permet d'obtenir une grande stabilité. En utilisant un amplificateur, on augmente le courant disponible.

24



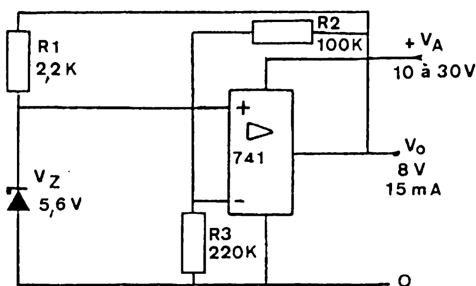
L'alimentation du montage s'effectue à partir d'une tension complémentaire de ± 15 V. Ce circuit stabilisé en température, permet d'obtenir une tension de référence de ± 6,9 V réglable à l'aide du potentiomètre multitour P_1.

25 DIODE ZÉNER DE PUISSANCE



Lorsque la diode zéner conduit, le transistor devient lui-même conducteur et la tension U_0 devient : $U_0 = U_z + V_{be}$

26 DIODE ZÉNER DE PRÉCISION

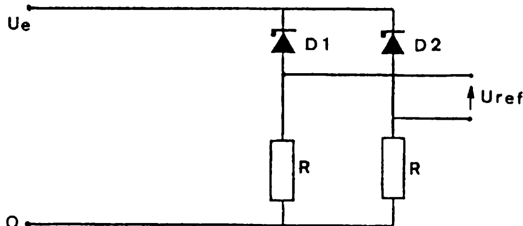


La tension de sortie varie de moins de 1 mV pour une fluctuation de 10 à 30 V de la tension d'alimentation :

$$V_0 = \frac{R_2 + R_3}{R_3} . U_z$$

ce qui permet d'obtenir un coefficient de température faible si l'on choisi V_z = 5,6 V et une faible consommation dans la diode zéner.

27 SOURCE DE RÉFÉRENCE À TRÈS BASSE TENSION



Dans une telle disposition, la tension de sortie est égale à la différence entre les tensions de référence de D_1 et D_2.

SOURCE DE COURANT

Une source de tension a une très petite résistance interne. Une source de courant est différente : elle possède une très grande résistance interne et doit fournir un courant de sortie indépendant de la résistance de charge.

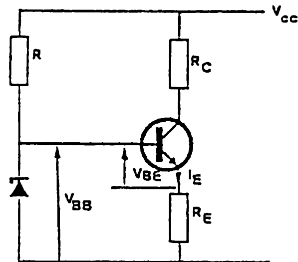


Fig. 1

1- Source de courant avec transistor

Pour le montage de la figure 1 nous avons :

$I_E R_E + V_{BE} - V_{BB} = 0$, soit

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

Le courant I_E est fonction de V_{BB} et de R_E Si l'on maintient stables ces paramètres,
$I_E \approx I_C$ sera stable et dans une certaine limite, indépendante de R_C.

2- Source de courant avec amplificateur linéaire intégré

Pour le montage de la figure 2, on maintient constant le courant de base du transistor à l'aide d'un amplificateur linéaire intégré, il en résulte un courant collecteur constant.

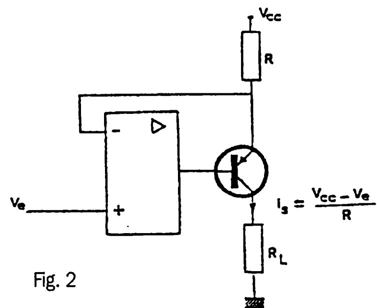


Fig. 2

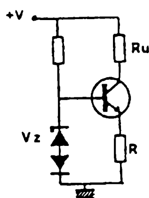
3- Source de courant avec diodes programmables

Les LM 134, 234, et 334 constituent des sources de courant ajustables, caractérisées par une plage d'utilisation variant dans un rapport de 1 à 10 000 avec une excellente régulation et pour une plage de tension allant de 1 à 40 V. La valeur du courant est déterminée par une simple résistance externe R_{set}. Le rapport entre le courant I_s et le courant I_{set} est (en valeur typique) de 18 soit $I_s = 18\ I_{set}$

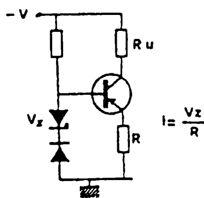
Les constructeurs précisent :

$$I_{set} = \frac{227\ \mu V / K \cdot T}{R_{set}}$$

28-29 SOURCES DE COURANT

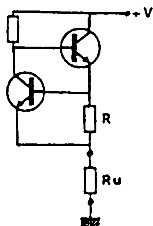


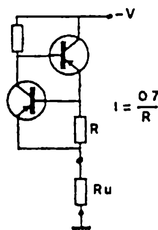
Charge au +V



Charge au -V

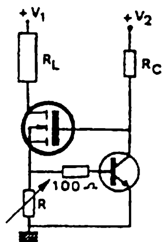
30-31



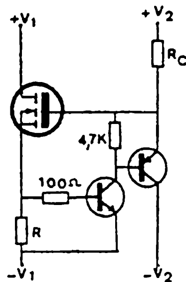


Charge à la masse

32-33

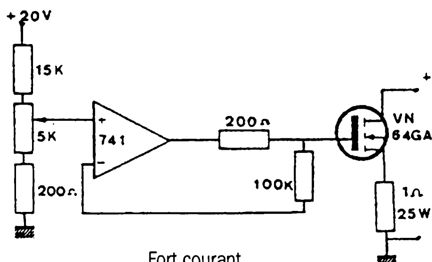


Charge à la masse



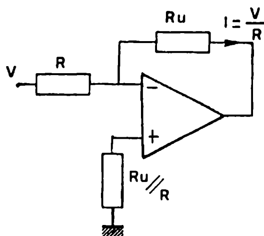
Montage flottant

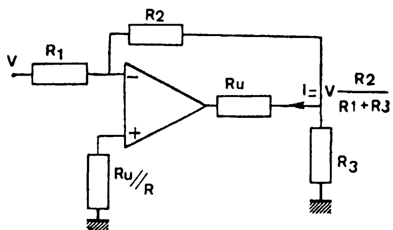
34



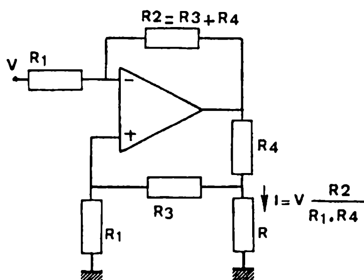
Fort courant

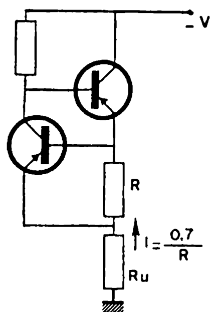
35-36 SOURCES DE COURANT



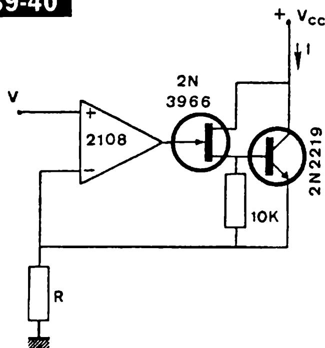


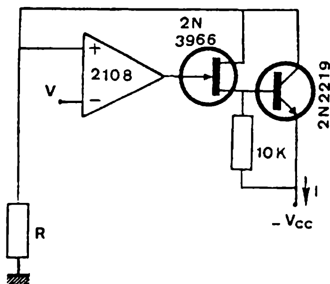
37-38





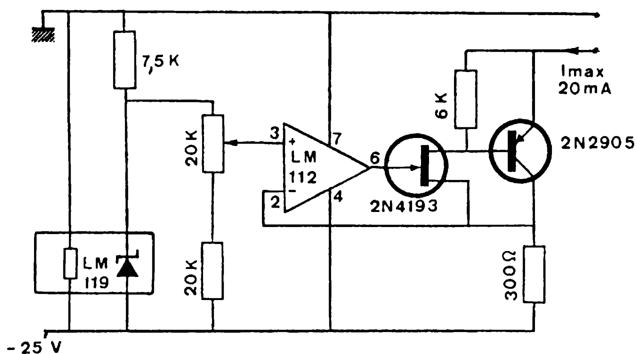
39-40



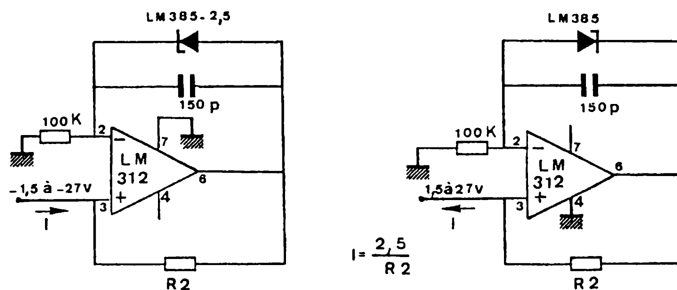


$I = \frac{V}{R}$

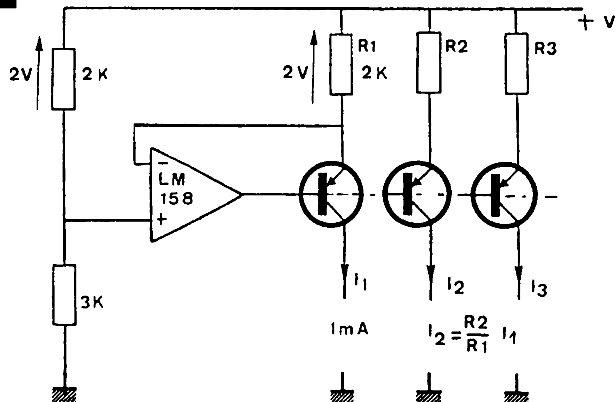
41 SOURCES DE COURANT



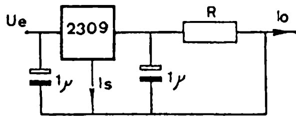
42-43

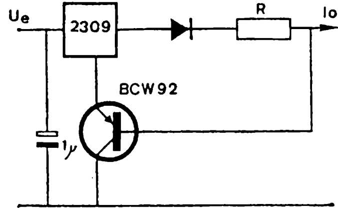


44



45-46 SOURCES DE COURANT



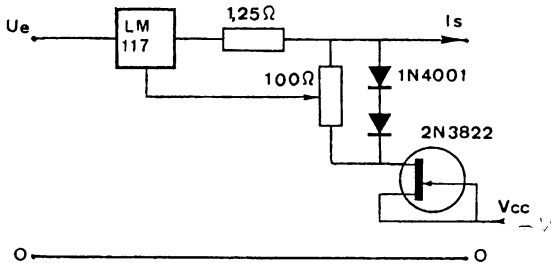


Dans ces montages, le courant

$$I_0 = \frac{V_{ref}}{R} + I_s$$

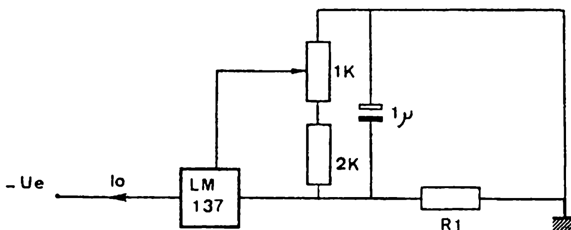
ne dépend pas de la résistance de charge et de la tension d'entrée.

47 SOURCE DE COURANT AJUSTABLE



Pour une limitation de courant de I_0 à la masse, la source du FET doit être liée à une tension négative en dessous de – 1,25 V (– *Vcc*).

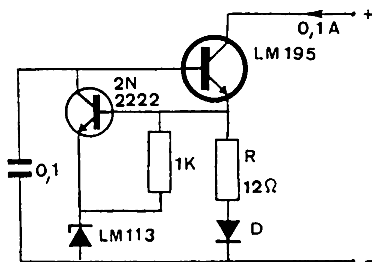
48 SOURCE DE COURANT AVEC CHARGE ISOLEE



L'emploi d'un régulateur négatif permet d'isoler la charge de la masse :

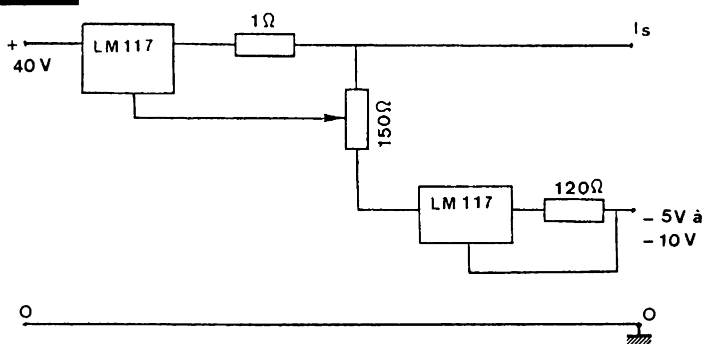
$$I_0 = \frac{1,5}{R_1}$$

49 SOURCES DE COURANT



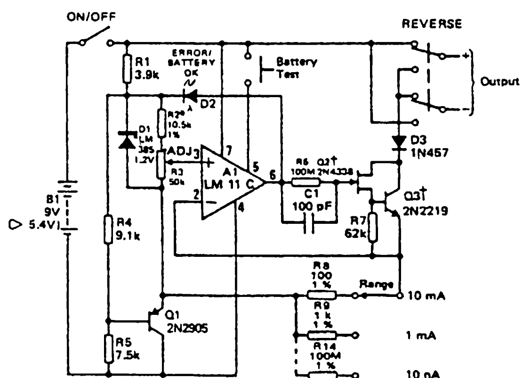
Le transistor 2N2222 contrôle la tension V_{be} du LM 195 par l'intermédiaire de la résistance *R*. La diode D réduit la dérive thermique du montage.

50



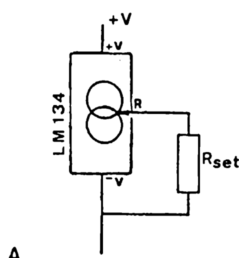
Régulateur de courant ajustable de 0 à 1,2 A.
Les régulateurs de tension sont ici utilisés comme générateurs de courant.
La stabilité du montage sera fonction de la stabilité de la tension d'alimentation négative.

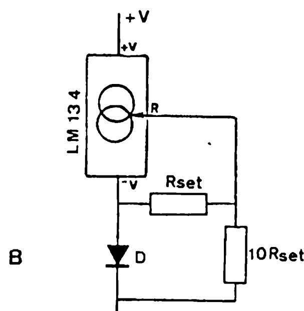
51



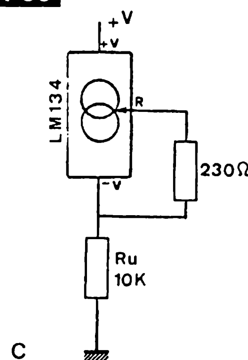
Ces montages utilisent des LM 134 qui sont des sources de courant ajustable caractérisées par une plage de fonctionnement (1 V à 40 V).

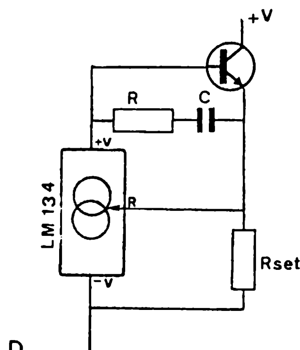
52-53 SOURCES DE COURANT AJUSTABLES



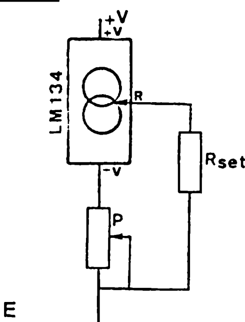


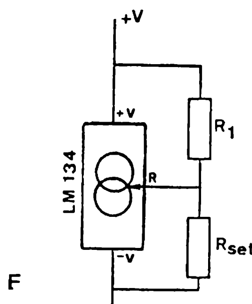
54-55





56-57





Dans le montage de base (A) le courant est déterminé par une résistance extérieure sans recours à d'autre composants.
Le courant de réglage est le courant entrant par la broche V+. Il est défini par la relation

$$I = \frac{67{,}7}{R_{set}}$$

(t_j + 25 °C).
Il est directement proportionnel à la température absolue.
La figure B représente un montage dont le coefficient de température est nul.

Le montage C permet d'obtenir une tension variable en fonction de la température :

$V_0 = I \times R_u$, soit pour ce montage 10 mV/K.

Le montage D permet d'augmenter le courant d'utilisation.

Le montage E est une variante pour le réglage de I.
Le montage F montre une impédance négative :

$$Z_s = 16\frac{R_1}{V_e} < I_{set}$$

ALIMENTATION

La fonction d'une alimentation est de fournir, à partir du secteur, à un objet technique, l'énergie électrique continue nécessaire à son fonctionnement.
Une alimentation est constituée de différentes fonctions principales (fig. 1).

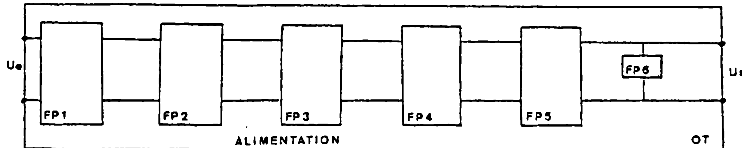


fig. 1

Définition des fonctions principales.
FP 1. Convertisseur de tension sinusoïdale (transformateur).
FP 2. Convertisseur de tension sinusoïdale en tension unidirectionnelle (redressement).
FP 3. Élévateur de tension moyenne (condensateur réservoir).
Cette fonction est essentiellement constituée d'un condensateur de forte capacité.
Soit le cas d'un redressement mono-alternance (fig. 2) :

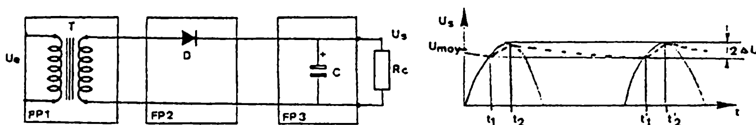


fig. 2

- Au temps t_1 la diode conduit et une partie du courant qui passe, charge le condensateur C jusqu'au temps t_2,
- au temps t_2, la diode ne conduit plus, C se décharge dans R_c jusqu'en t'_1,
- en t'_1, la diode conduit et C se recharge, etc.

La tension résultante s'appelle tension d'ondulation. Elle «oscille» autour d'une valeur moyenne U_{moy} et dépend de la valeur de C.
FP 4. Filtrage.
Dans certains objets techniques, l'alimentation ne nécessite pas une stabilisation qui réduit considérablement le taux d'ondulation (taux de filtrage = 65 dB pour les régulateurs intégrés), il faut alors réduire la tension d'ondulation résiduelle obtenue à la sortie des fonctions FP_1, FP_2, FP_3 associées. On ajoute alors une ou deux cellules de filtrage. Ces cellules constituent FP_4.
FP 5. Stabilisation ou régulation
Cette fonction est réalisée à l'aide de diodes stabilisatrices (diodes zéner) ou par régulateurs de tension intégrés.

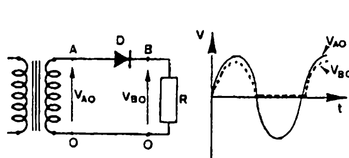
Alimentation à découpage

Principe : Dans ces alimentations, la tension du réseau est redressée puis filtrée ; la tension continue résultante est appliquée à un convertisseur continu qui travaille généralement dans une gamme de fréquence de 20 à 100 kHz. La tension secondaire est redressée puis filtrée pour fournir la tension de sortie désirée. Cette dernière doit être régulée en fonction des fluctuations du secteur et des variations de la charge.

Le convertisseur peut être conçu selon deux principes : symétrique ou asymétrique.

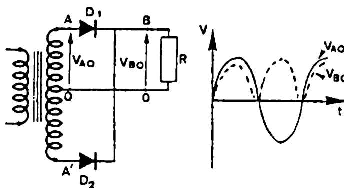
Dans la famille des convertisseurs asymétriques, il existe deux circuits principaux :
- le convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie connu sous l'appellation «forward».
- le convertisseur asymétrique à récupération d'énergie dénommé «fly-back». Ce dernier est le plus souvent utilisé et convient pour un grand nombre d'applications.

58-59 REDRESSEURS



Redressement mono-alternance

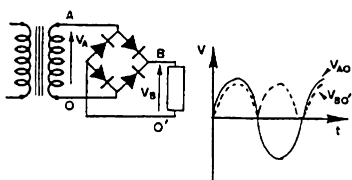
A



Redressement double alternance

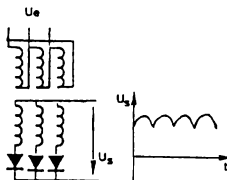
B

60-61



Redressement double alternance en pont

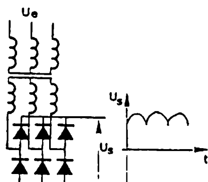
C



Triphasé en étoile

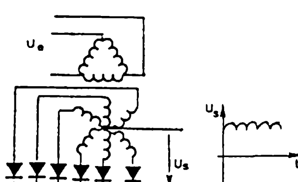
D

62-63



Triphasé en pont

E



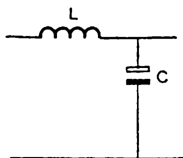
Exaphasé en étoile

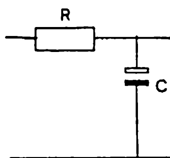
F

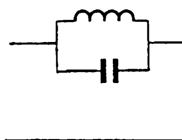
Tension fournie

Montage	A	B	C	D	E
U_{moy}	$\frac{U_{max}}{\pi}$	$\frac{2\ U_{max}}{\pi}$	$\frac{2\ U_{max}}{\pi}$	$\frac{U_{max}}{1,21}$	$\frac{U_{max}}{1,05}$
U_{eff}	1,57 U_{moy}	1,11 U_{moy}	U_{moy}	1,02 $_{moy}$	U_{moy}
U_{Rmax}	U_{max}	2 U_{max}	U_{max}	2 U_{max}	2 U_{max}
% ond	121	48	48	18,3	4,2

64-65-66 FILTRAGE







$K = U1/U2 = LC\omega^2$

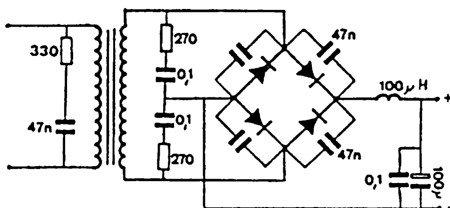
$K = U1/U2 = RC\omega$

Filtrage LC

Filtrage RC

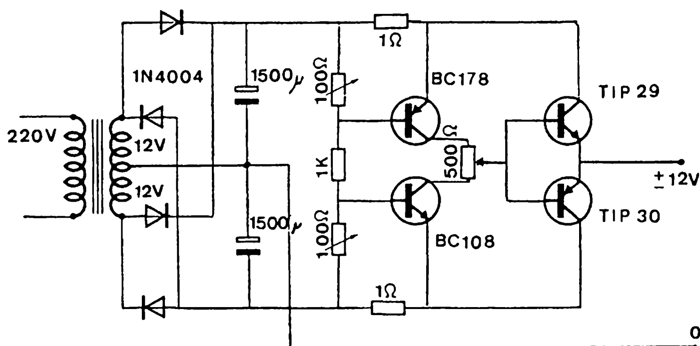
Filtre accordé

67 ANTIPARASITAGE D'UNE INSTALLATION

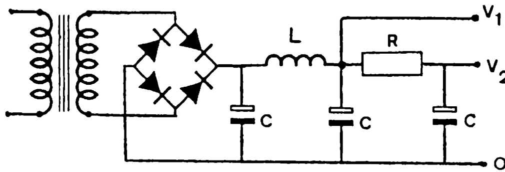


Ce schéma montre plusieurs techniques d'antiparasitage.
Les valeurs des composants données sont indicatives.
Elles dépendent de nombreux facteurs et en règle générale il faudra trouver leurs valeurs exactes par expérimentation.

68 ALIMENTATION VARIABLE –12 V à + 12 V

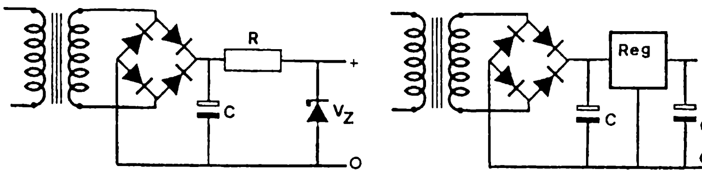


69 ALIMENTATIONS



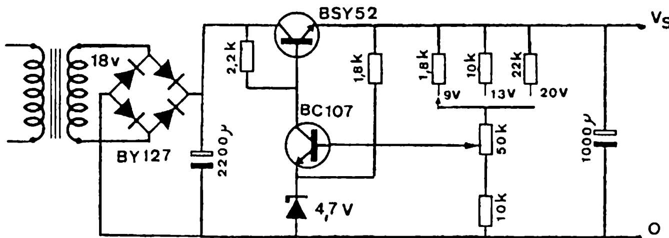
Alimentation simple avec filtrage LC-RC

70-71



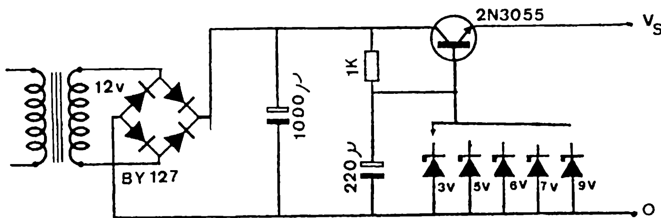
Alimentations stabilisées

72



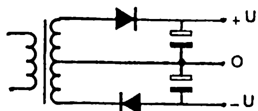
Alimentation stabilisée à transistors 1A

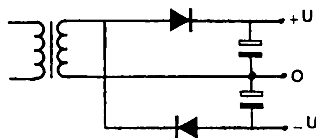
73



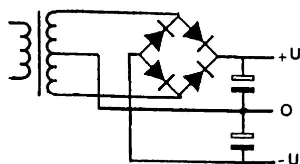
Alimentation à tensions multiples

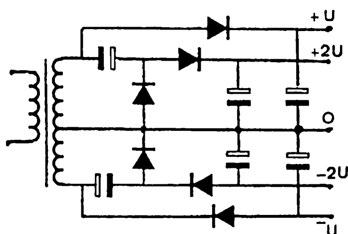
74-75 ALIMENTATIONS ± U



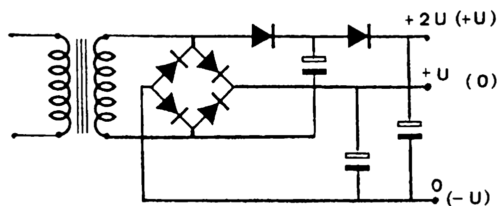


76-77

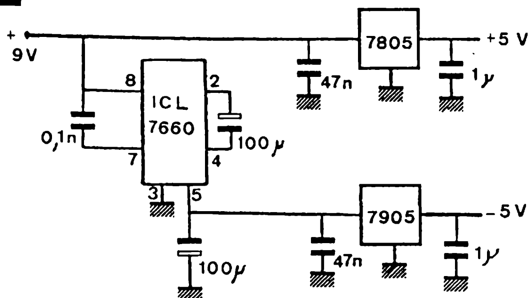




78

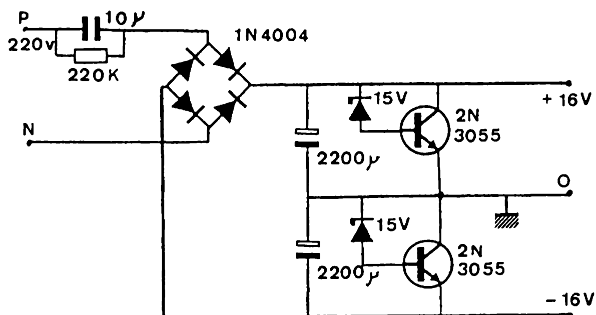


79



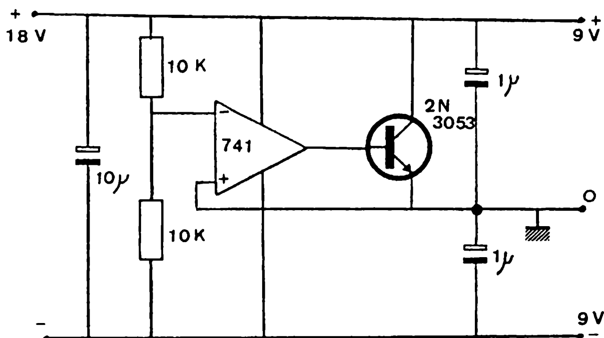
Alimentations ± 5 V sur simple batterie

80 ALIMENTATIONS ± U



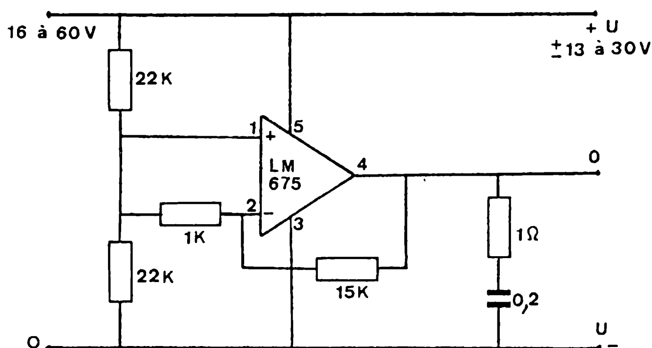
Montage sans transformateur. La tension de sortie sera fonction de V_Z.

81



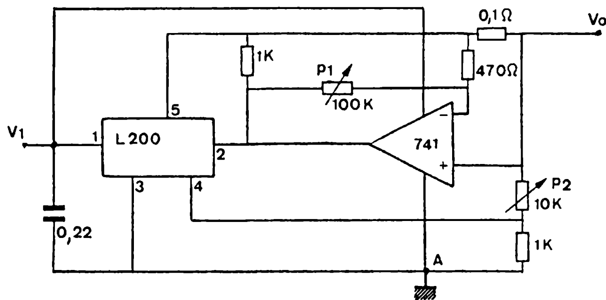
Ce dispositif permet d'obtenir à l'aide d'un amplificateur opérationnel, une alimentation double.
Pour une meilleure stabilisation, la tension d'entrée sera stabilisée.

82



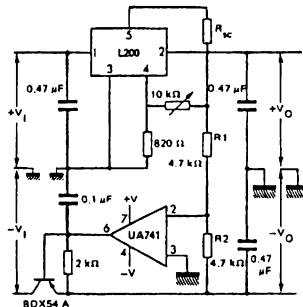
Ce montage utilise un amplificateur de puissance qui permet une alimentation double de 30 W.

83 ALIMENTATION RÉGULÉE PROGRAMMABLE EN TENSION ET EN COURANT

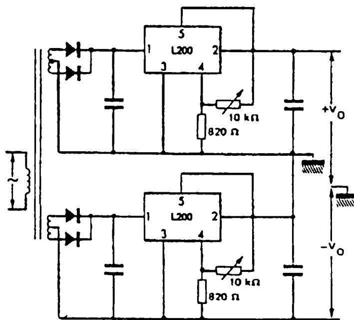


En connectant le point A à une tension négative (–3 V, 10 mA) il est possible d'obtenir 0 V pour V_0. P_1 règle l'intensité du courant I_0 = 1,5 A. P_2 règle la tension de sortie $V_0 = V_{ref}$ à 26 V.

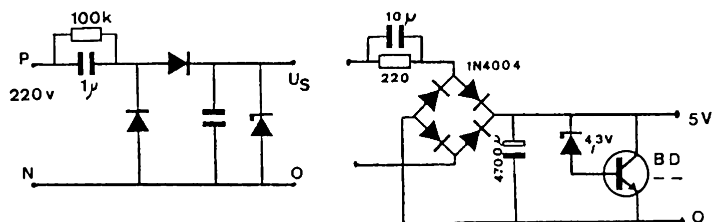
84 RÉGULATEUR DE TENSION ± V SUIVEUR



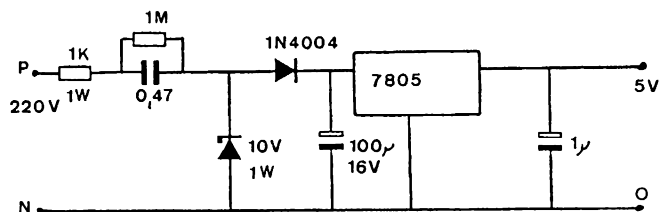
85 ALIMENTATION DOUBLE AJUSTABLE



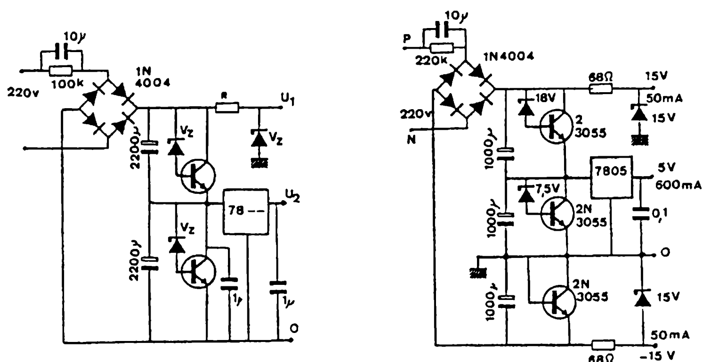
86-87 ALIMENTATIONS SANS TRANSFORMATEUR



88

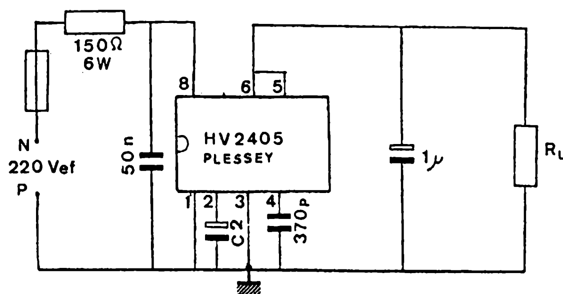


89-90



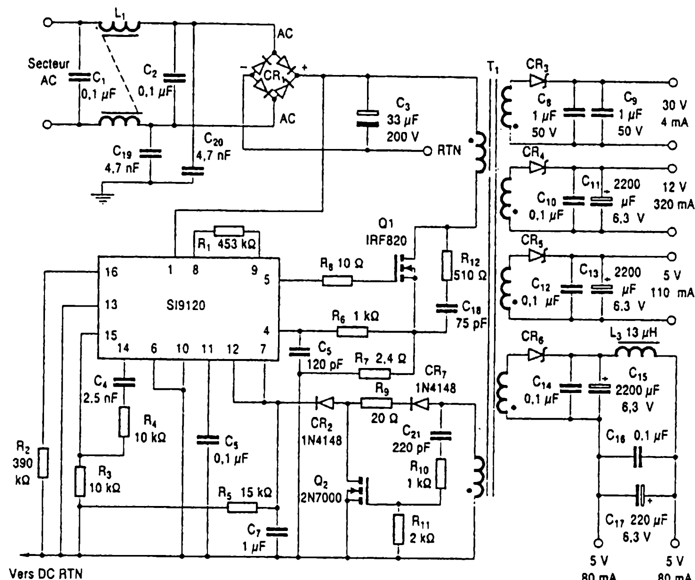
Alimentations multiples sans transformateur.

91 ALIMENTATION SANS TRANSFORMATEUR



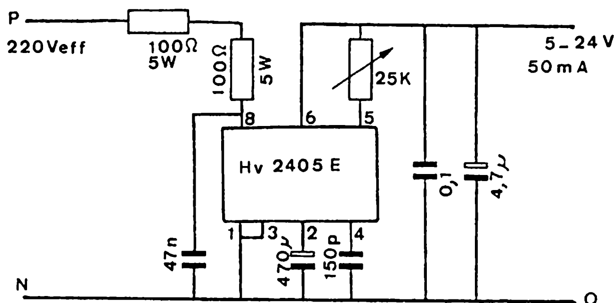
Alimentation 5 V. C_2 sera fonction du courant demandé (1 000 μF).

92 CONVERTISSEUR MULTITENSION



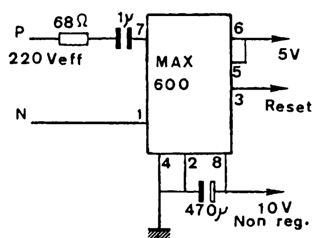
Note d'application Siliconix.

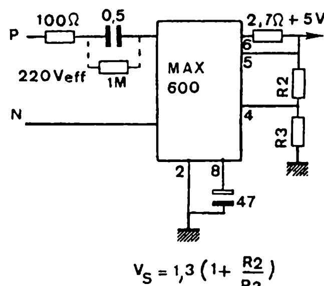
93 ALIMENTATIONS SECTEURS INTÉGRÉS



Le HV 2405 (Harris) est un circuit permettant d'obtenir directement à partir du secteur une tension continue.

94-95

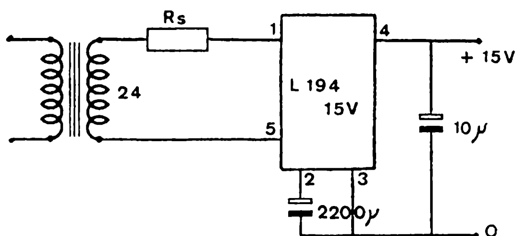




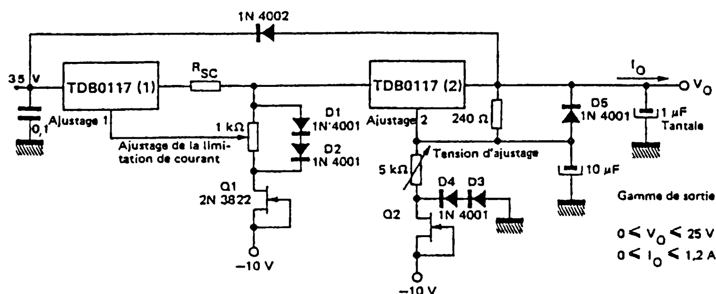
$V_S = 1{,}3\left(1 + \frac{R2}{R3}\right)$

Ce montage utilise un régulateur MAX 600 (Maxim).
Le condensateur réservoir, qui ne peut être intégré, est le seul composant à ajouter au circuit. La liaison secteur peut s'effectuer soit par un transformateur, soit par un classique circuit RC comme le montre la figure.

96

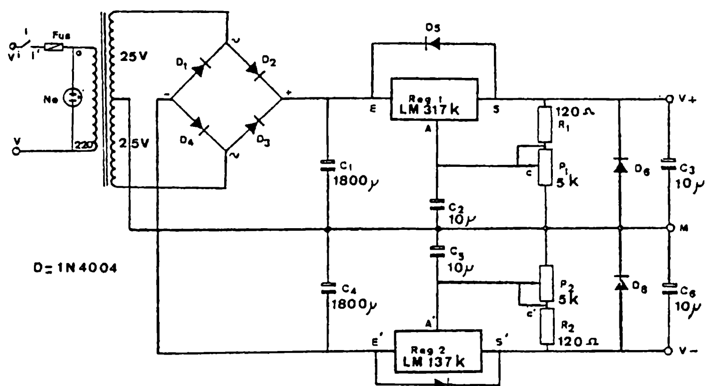


Le circuit L 194 comporte un pont de diode et un régulateur dont la tension de sortie peut être de 5,12 V ou 15 V selon sa référence, et son courant moyen de 0,3 A.



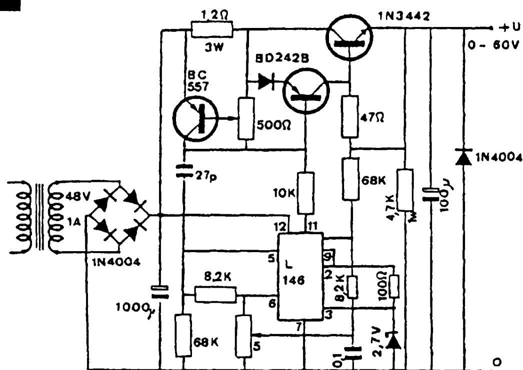
Alimentation de laboratoire avec tension de sortie et limite de courant ajustable (R_1 limite l'intensité maximale).

98



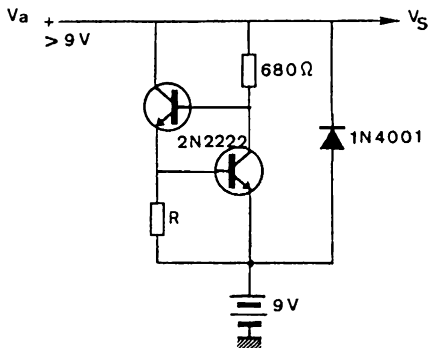
Alimentation ± 1,2 V à 30 V - 1 A.

99



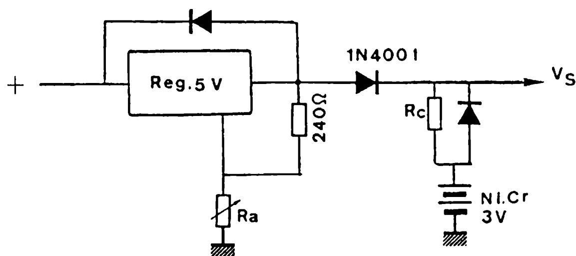
Alimentation 0 à 60 V - 0,8 A.

100 ALIMENTATIONS DE SAUVEGARDE



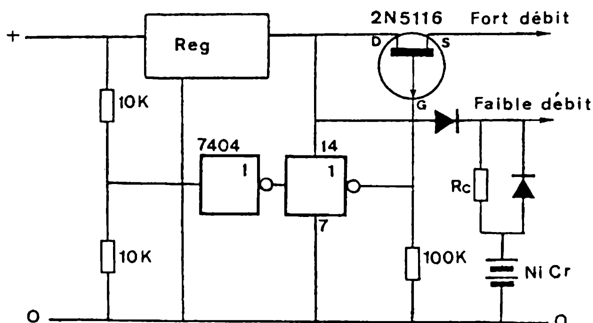
Pour ce montage, les batteries sont connectées en tampon et chargées par un régulateur à courant constant. Lorsque le secteur est présent, la tension V_a est supérieure à celle des batteries, *D* est bloquée, et les batteries sont hors circuit.

101



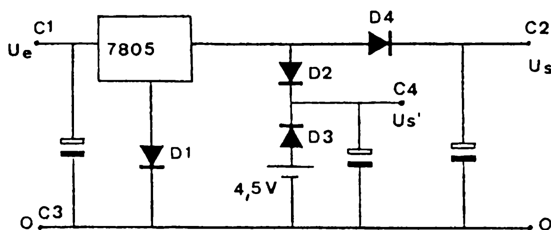
Ce montage permet d'alimenter sous une tension de 3 V les circuits Q-MOS afin d'être sauvegardés.

102



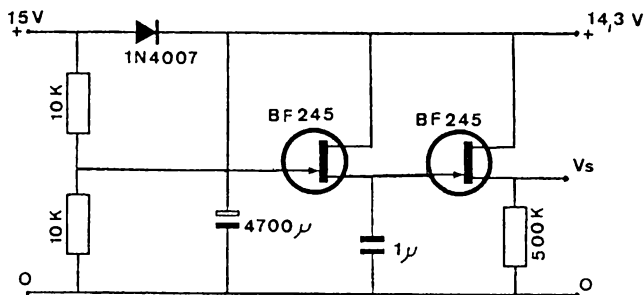
Ce montage permet de couper les circuits à fort débit et de sauvegarder la logique Q-MOS à faible débit.

103 ALIMENTATIONS DE SAUVEGARDE



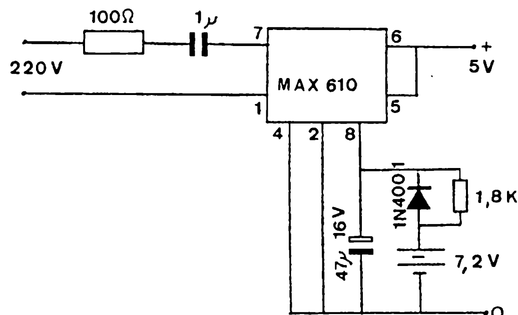
Lors de la disparition de la tension d'entrée, D_3 devient passante et la pile prend le relais. La tension en C_4 passe alors de 5 V à 4,5 – 0,6 = 3,9 V ce qui reste suffisant pour maintenir le contenu mémoire avant que ne se produise le retour du secteur.

104



Ce circuit de sauvegarde (sans batterie) est prévu pour une coupure de 50 min environ. Il fournit une tension de 5 V, 10 µA nécessaire pour sauvegarder un circuit CMOS.

105



Dans ce montage, en cas de coupure du secteur, la batterie (NiCd) de 7,2 V maintient la tension de sortie à 5 V.

Applications des régulateurs LM 723

Formules pour le calcul des tensions de sortie

- Tensions de sortie de + 2 V à + 7 V (fig. A, E, F) $\quad V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

- Tensions de sortie de + 7 V à 37 V (fig. B, D, E, F) $\quad V_0 = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2}$

- Tensions de sortie de + 6 V à 250 V (fig. G) $\quad V_0 = \frac{V_{ref}}{2} \times \frac{R_2 - R_1}{R_1} \quad (R_3 = R_4)$

- Tensions de sortie de - 6 V à -250 V (fig. C) $\quad V_0 = -\frac{V_{ref}}{2} \times \frac{R_2 + R_1}{R_1} \quad (R_3 = R_4)$

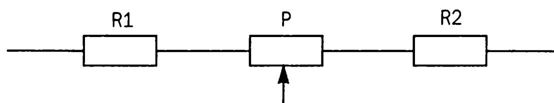
- Limitation de courant $\quad I_{max} = \frac{0{,}65}{R_{sc}}$

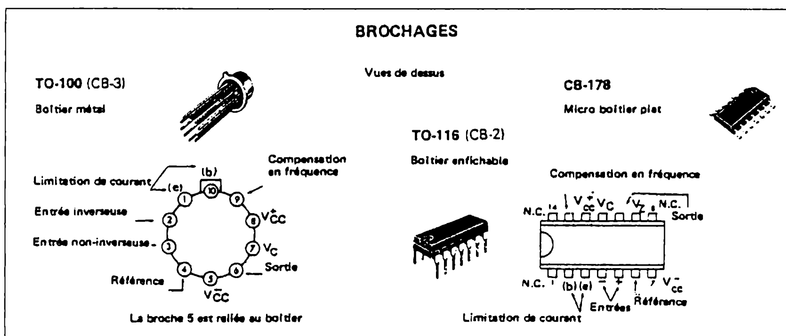
- Limitation de courant en repli (fig. F)

Le courant au niveau du coude de la courbe est

$$I_c = \frac{V_o R_3 + (R_3 + R_4) x 0{,}65}{R_{sc} R_4} \qquad I_o = \frac{0{,}65}{R_{sc} R_4} x \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Pour pouvoir ajuster la tension, il faut remplacer le diviseur de tension R_1/R_2 dans les schémas par

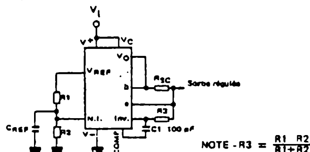




106 APPLICATIONS DES RÉGULATEURS LM 723

MONTAGE DE BASE BASSE TENSION

(V_O=2 à 7 V)



Performances typiques

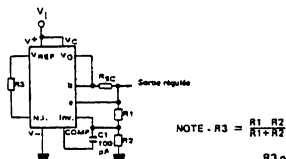
Tension de sortie régulée	5 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 3 V)	0,5 mV
Régulation de charge (ΔI_O = 50 mA)	1,5 mV

NOTE - $R3 = \frac{R1\ R2}{R1+R2}$ pour une dérive en température minimale

107

MONTAGE DE BASE HAUTE TENSION

(V_O=7 à 37 V)



Performances typiques

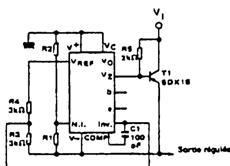
Tension de sortie régulée	15 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 3 V)	1,5 mV
Régulation de charge (ΔI_O = 50 mA)	4,5 mV

NOTE - $R3 = \frac{R1\ R2}{R1+R2}$ pour une dérive en température minimale

R3 peut être supprimée pour diminuer le nombre de composants

108

REGULATEUR DE TENSION NEGATIVE (Note 1)



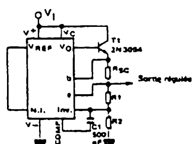
Performances typiques

Tension de sortie régulée	− 15 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 3 V)	1 mV
Régulation de charge (ΔI_O = 100 mA)	2 mV

109

REGULATEUR DE TENSION POSITIVE

(Transistor de puissance extérieur NPN)



Performances typiques

Tension de sortie régulée	+ 15 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 3 V)	1,5 mV
Régulation de charge (ΔI_O = 1 A)	15 mV

110 APPLICATIONS DES RÉGULATEURS LM 723

REGULATEUR DE TENSION POSITIVE

(Transistor de puissance extérieur PNP)



Performances typiques

Tension de sortie régulée	+5 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 3 V)	0,5 mV
Régulation de charge (ΔI_O = 1 A)	5 mV

111

LIMITATION DE COURANT PAR RABATTEMENT



Performances typiques

Tension de sortie régulée	+5 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 3 V)	0,5 mV
Régulation de charge (ΔI_L = 10 mA)	1 mV
Courant de court-circuit	20 mV

112

REGULATEUR POSITIF FLOTTANT



Performances typiques

Tension de sortie régulée	+50 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 20 v)	15 mV
Régulation de charge (ΔI_L = 50 mA)	20 mV

113

REGULATEUR PARALLELE (Note 1)

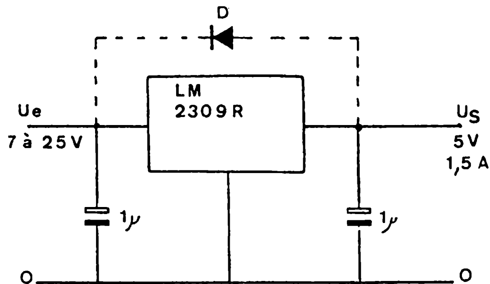


Performances typiques

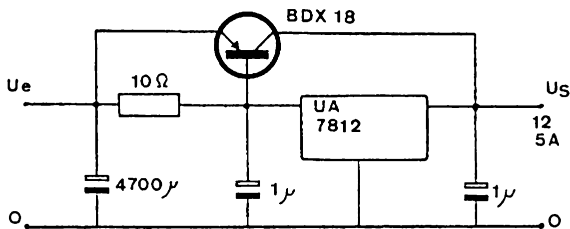
Tension de sortie régulée	+5 V
Régulation d'entrée (ΔV_I = 10 V)	0,5 mV
Régulation de charge (ΔI_O = 100 mA)	1,5 mV

Note 1 : Dans les montages réalisés avec un régulateur en boîtier métallique TO-100 nécessitant l'utilisation de V_z, une diode zéner extérieure de 6,2 V doit être connectée en série avec la sortie.

114 MONTAGE DE BASE D'UN RÉGULATEUR TROIS BROCHES

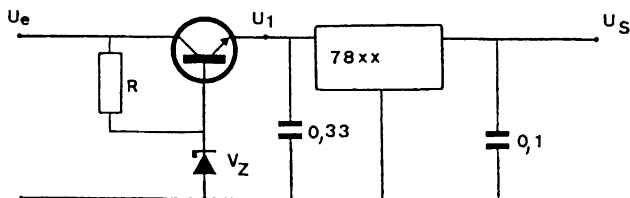


115 RÉGULATEUR POUR FORTE PUISSANCE



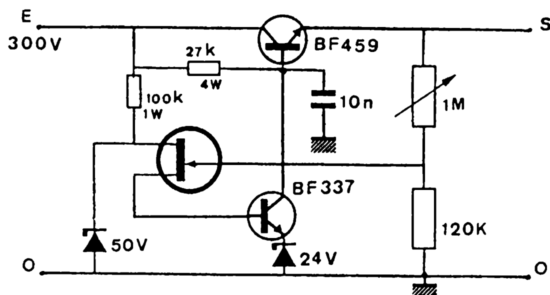
Pour les fortes puissances d'utilisation, il est nécessaire d'ajouter au régulateur un transistor ballast qui dérive une partie du courant d'utilisation.

116 RÉGULATEUR BASSE TENSION AVEC HAUTE TENSION D'ENTRÉE



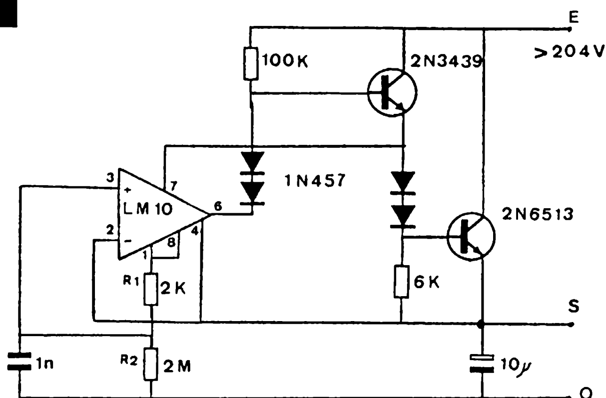
Pour diminuer la tension d'entrée d'un régulateur, on utilise un transistor qui permet de délivrer une tension U_1 proportionnelle à V_z x $U_1 = V_z - V_{be}$.

117 RÉGULATEURS HAUTE TENSION



Ce régulateur fourni une tension réglable entre 50 V et 250 V. Le transistor ballast peut dissiper 6 W s'il est équipé d'un petit radiateur. Le courant maximal est de 25 mA pour 50 V et 120 mA pour 250 V.

118

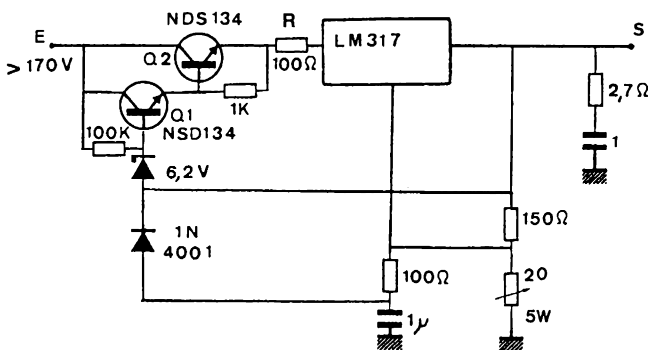


Pour ce montage nous avons

$$V_s = 0{,}2 \times \frac{R_2}{R_1}$$

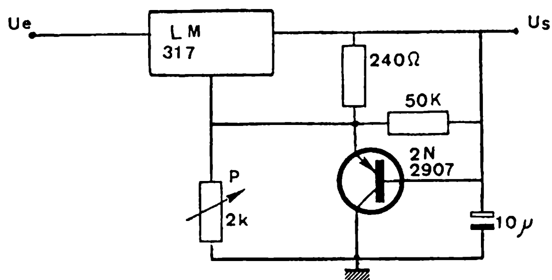
L'intensité du courant de sortie sera fonction des transistors utilisés. Il peut être de 150 mA.

119



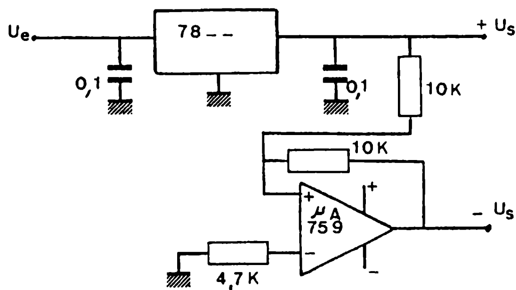
Régulateur de tension ajustable de 1,2 V à 150 V, 50 mA. Pour une plus forte intensité, on utilisera pour Q_2 un transistor haute tension de puissance et l'on réduira *R*.

120 RÉGULATEUR À MISE SOUS TENSION PROGRESSIVE



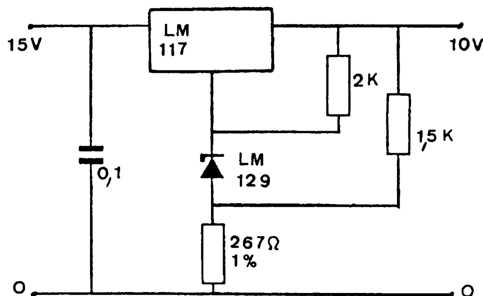
La charge du condensateur *C* permet une montée progressive de la tension de sortie qui sera ajustée après stabilisation par *P*.

121 RÉGULATEUR SUIVEUR POSITIF ET NÉGATIF

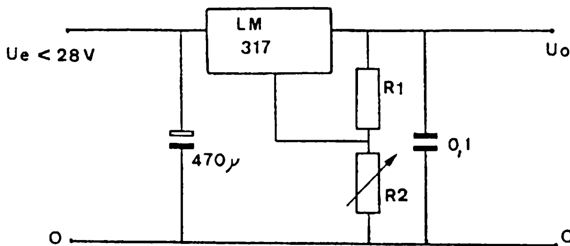


A partir d'une tension positive, on obtient ici une tension négative régulée. La tension de référence du régulateur peut être de 5 à 24 V mais la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel ne doit pas dépasser – 36 V.

122 RÉGULATEUR HAUTE STABILITÉ



123 RÉGULATEURS AVEC TENSION DE SORTIE VARIABLE

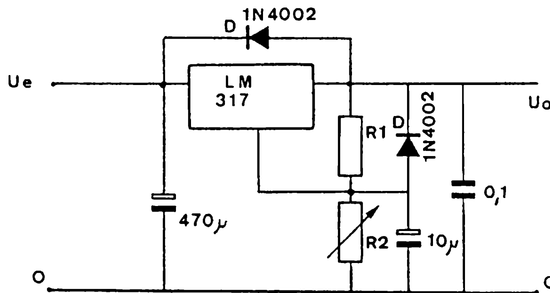


On peut obtenir une tension supérieure à la tension de référence d'un régulateur par l'adjonction d'un diviseur de tension extérieur. La tension de sortie est donnée par la relation :

$$U_0 = R_{ref}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

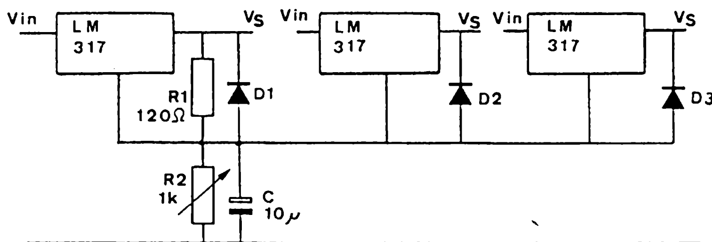
avec $U_{ref} = 1{,}25$ V.

124



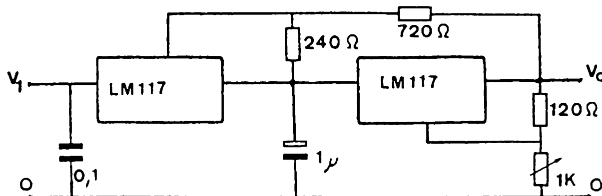
Ce montage est une variante, il est muni de diodes de protection *D* et d'un condensateur *C* qui améliore la réjection de l'ondulation résiduelle.

125 CASCADE DE RÉGULATEURS À CONTRÔLE UNIQUE



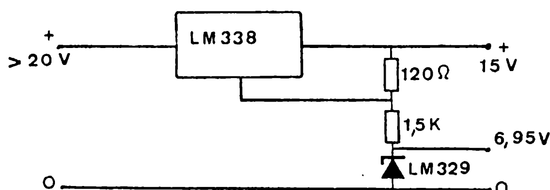
Les diodes D_1, D_2, D_3 protègent les régulateurs en cas de coupure de V_{in} sur la décharge de *C*. Chaque V_{in} peut être différent.

126 RÉGULATEUR DE TENSION



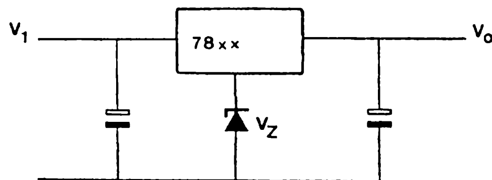
La mise en série de deux régulateurs permet de prérégler la tension afin d'obtenir une meilleure stabilisation.

127 RÉGULATEUR AVEC TENSION DE RÉFÉRENCE



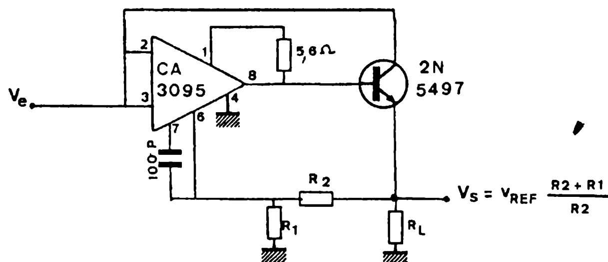
L'adjonction d'une diode de référence dans la ligne de masse d'un régulateur permet d'obtenir une tension de référence ainsi qu'une tension régulée.

128 AUGMENTATION DE LA TENSION DE SORTIE D'UN RÉGULATEUR



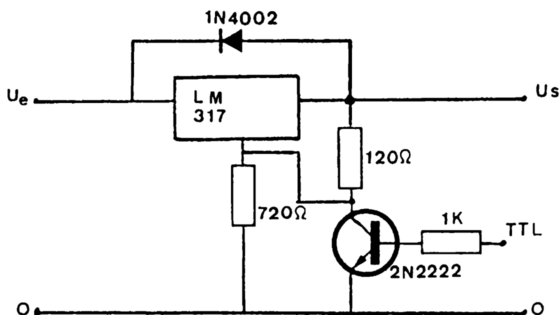
L'adjonction d'une diode zéner dans la ligne de masse augmente la tension de sortie de la valeur de la tension de zéner.

129 RÉGULATEUR DE TENSION À FORT COURANT



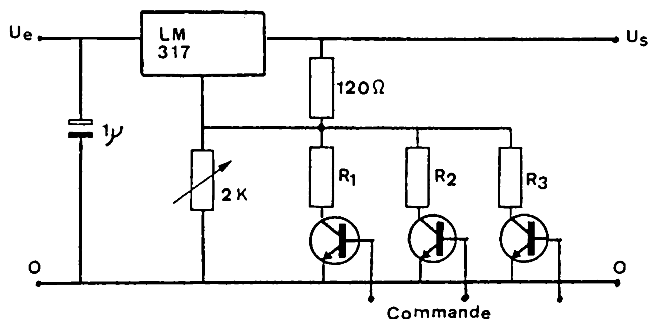
Ce montage, qui utilise un CA 3085 (Harris), permet une tension de sortie de 47 V sous une intensité de courant de 3 A.

130 RÉGULATEUR À COUPURE ÉLECTRONIQUE



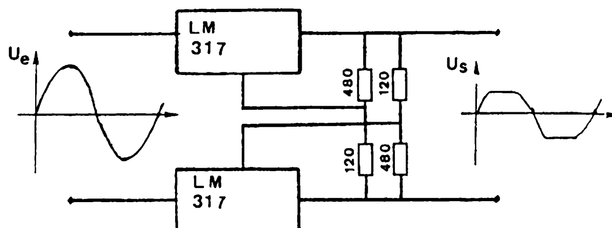
L'application d'une tension TTL de 5 V sur la base du transistor, sature celui-ci, ce qui court-circuite la tension de référence. La tension de sortie tombe alors à V_{omin} = 1,25 V.

131 RÉGULATEUR DE TENSION PROGRAMMABLE



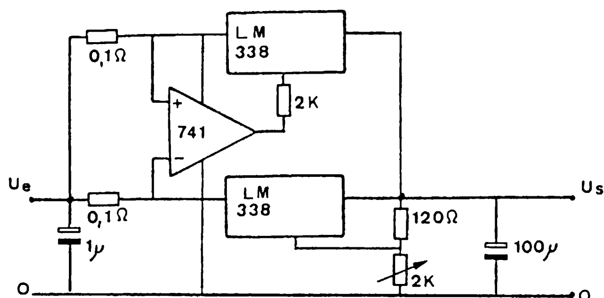
Ce montage permet de faire varier la vitesse d'un moteur en fonction d'un asservissement.

132 RÉGULATEUR DE TENSION ALTERNATIVE

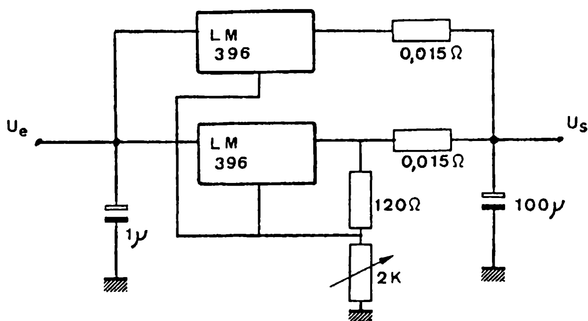


Cette application particulière des régulateurs permet d'obtenir des signaux écrêtés d'amplitude constante.

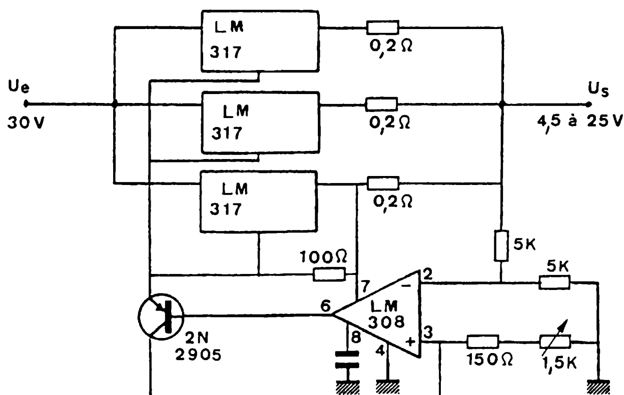
133 RÉGULATEUR 10 A



134 RÉGULATEUR 20 A

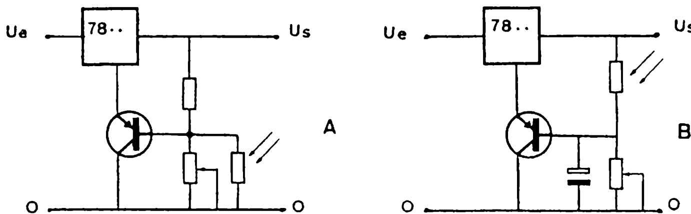


135 RÉGULATEUR DE PUISSANCE AJUSTABLE



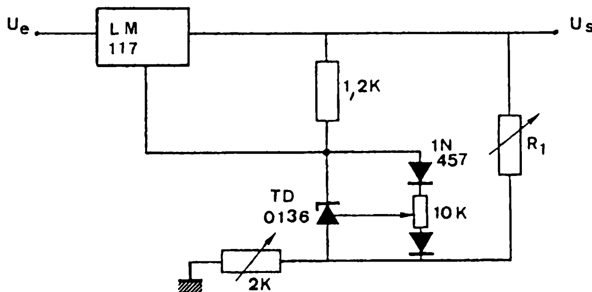
Pour obtenir une forte puissance d'utilisation on connecte plusieurs régulateurs en dérivation commandés en tension de référence par un ampli opérationnel, ce qui permet d'obtenir une tension de sortie ajustable avec une grande stabilité.

136-137 VARIATEUR DE TENSION EN FONCTION DE LA LUMIÈRE



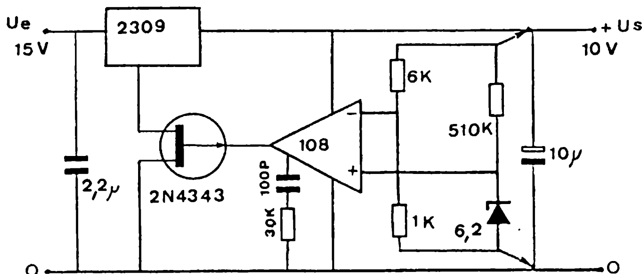
Avec une LDR on peut faire varier la tension de référence ce qui entraîne une variation de la tension de sortie. Pour le montage A, la tension diminue quand la lumière augmente et inversement pour le montage B.

138 RÉGULATEUR DE PRÉCISION



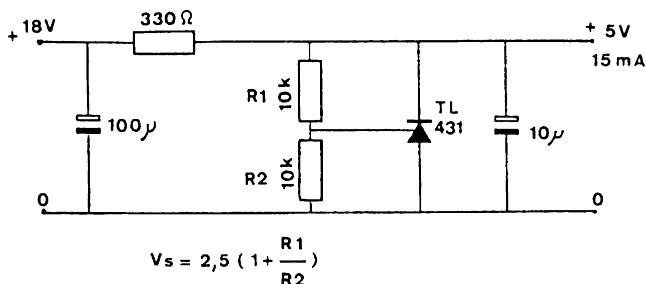
Ce montage utilise une diode de référence.
Il permet une grande précision dans la stabilisation avec un faible coefficient de température.
On ajustera la tension aux bornes de R_1 à 3,75 V.

139 RÉGULATEUR À GRANDE STABILITÉ



Ce circuit permet d'obtenir une régulation meilleure que 0,01 % en fonction de la charge, de la tension d'entrée et de la température. Le courant de zéner sera ajusté pour rendre la dérive thermique minimale.

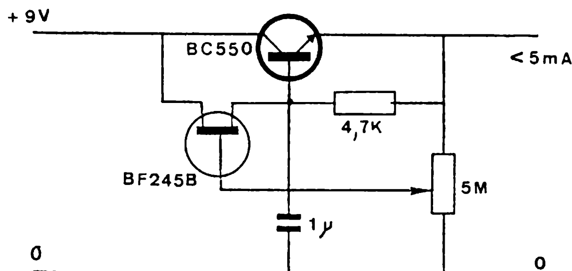
140 RÉGULATEUR DE TENSION SHUNT



$$V_s = 2,5\left(1+\frac{R1}{R2}\right)$$

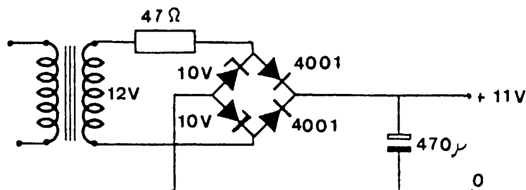
Ce circuit permet d'obtenir une tension stabilisée sous faible débit.

141 RÉGULATEUR DE TENSION FAIBLE PUISSANCE



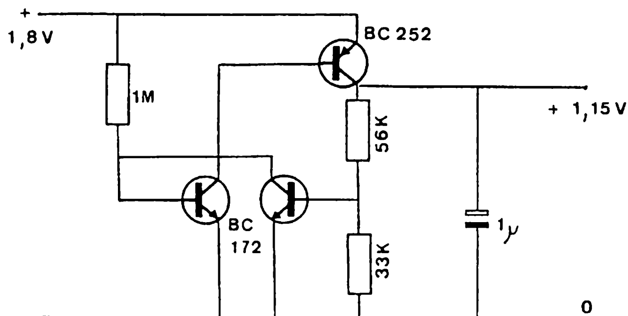
Ce montage permet de réguler une tension entre 1,8 V et 8 V avec une puissance maximale de 100 mW.

142 STABILISATION DE TENSION PAR DIODES «ZÉNER»



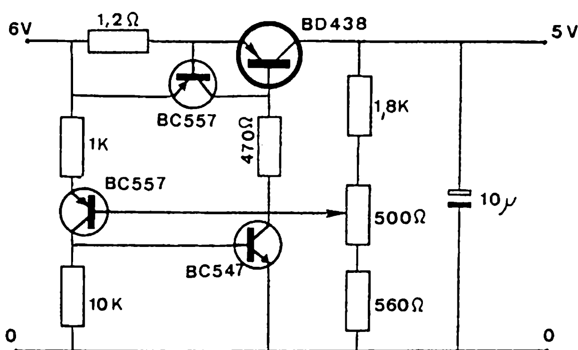
Ce montage permet de redresser et de stabiliser une tension.

143 RÉGULATEUR POUR FAIBLE TENSION

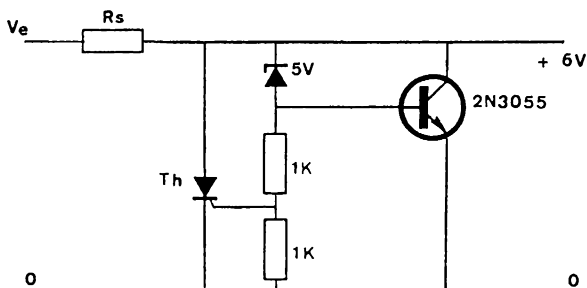


Ce montage permet de réguler la tension de sortie d'une pile variant de 1,2 V à 1,7 V. La tension de sortie est de 1,15 V avec une intensité de courant de 5 mA maximum.

144 RÉGULATEUR À COMPOSANTS DISCRETS

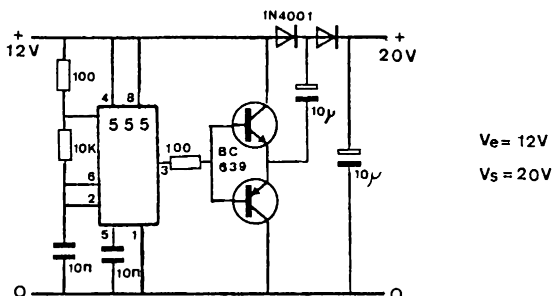


145 RÉGULATEUR SHUNT 6V AVEC PROTECTION

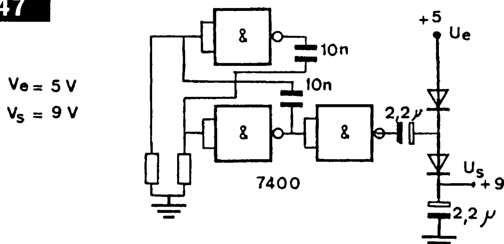


Pour une surtension importante, le thyristor court-circuite le montage. Le temps de réponse de la protection est de quelques microsecondes.

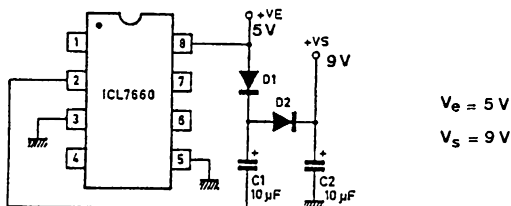
146 CONVERTISSEURS DE TENSION



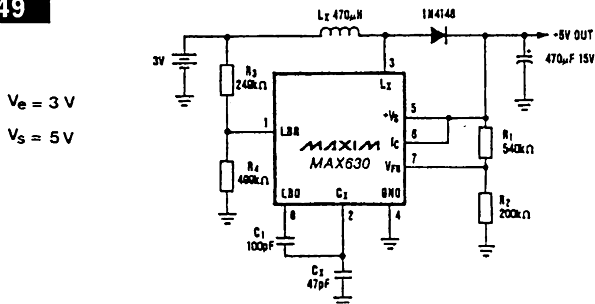
147



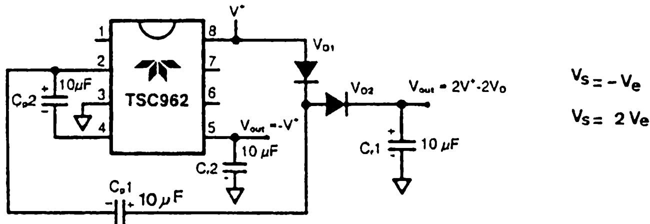
148



149

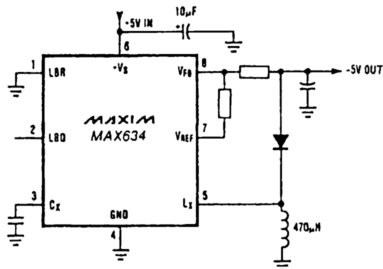


150 CONVERTISSEURS DE TENSION

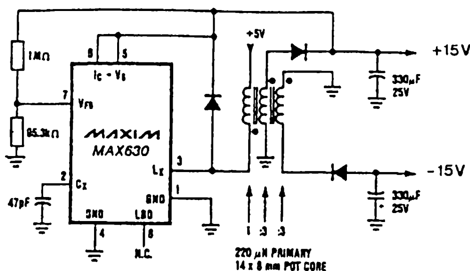


151

Vs = - Ve



152

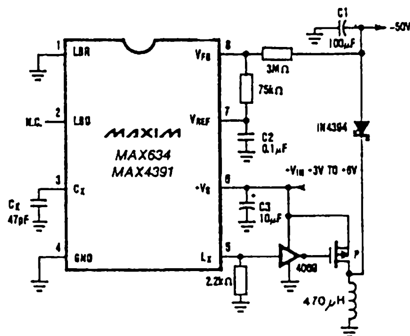


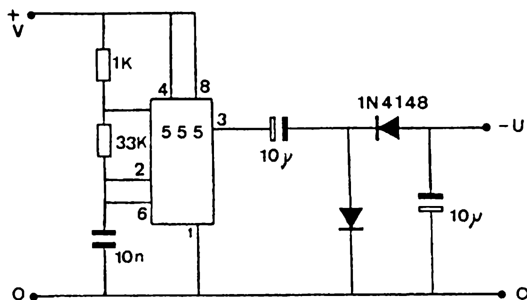
Vs = ± 3 Ve

153

Ve = 6 V

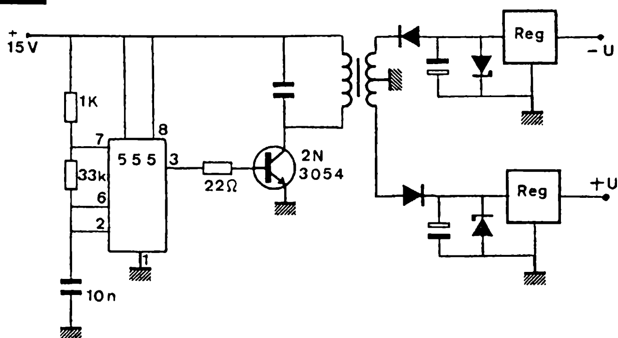
Vs = - 50 V





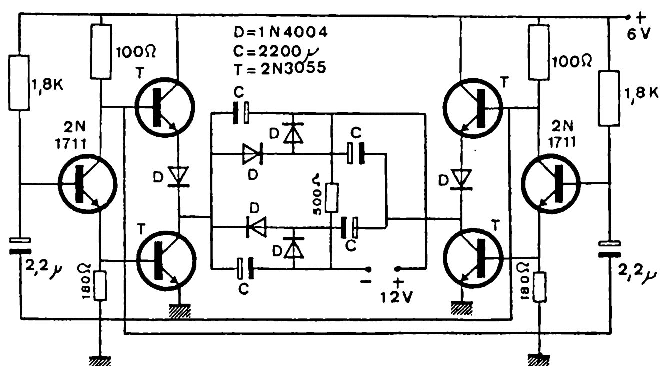
Convertisseur de tension positive en tension négative.

155



Convertisseur de tensions symétriques.

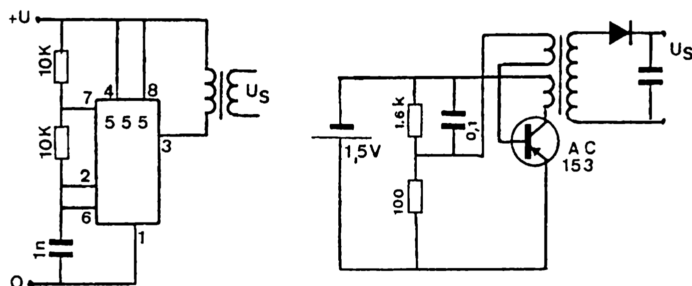
156



Convertisseur 6 V/ 12 V.

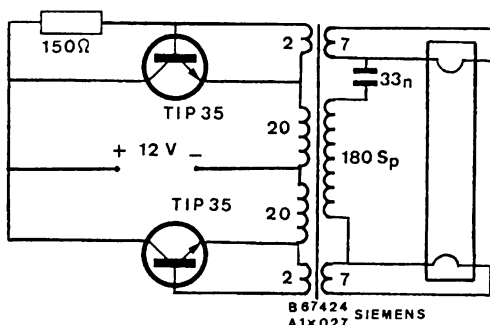
Convertisseur 6 V/ 12 V.

157-158 CONVERTISSEURS DE TENSION



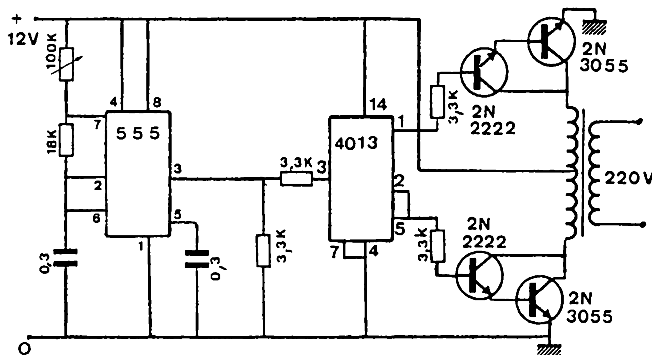
Convertisseurs de faible puissance.

159

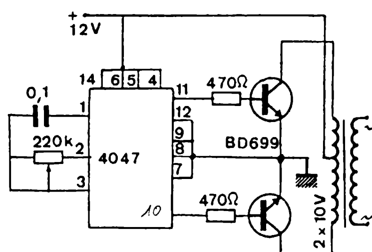


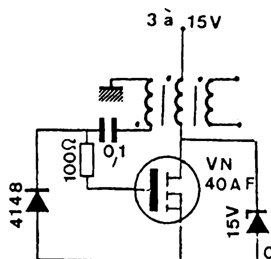
Convertisseur 20 W. Ce montage peut être utilisé pour un tube fluorescent. Sa fréquence d'oscillation est de 15 kHz environ.

160

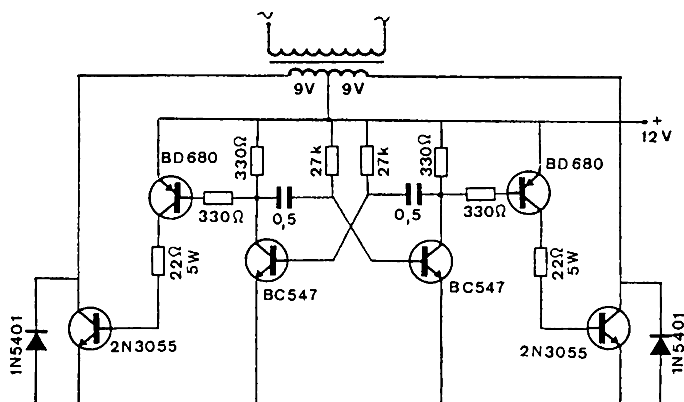


Ce montage classique utilise un 555 comme générateur de signaux (1000 Hz) pour commander une bascule (4013) laquelle commande à son tour des transistors montés en darlington. Le transformateur est du type normalisé 220 V/2 x 9 V.

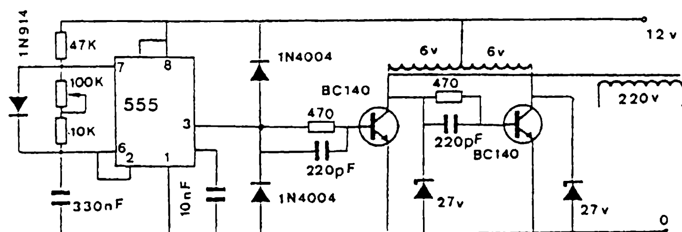




163

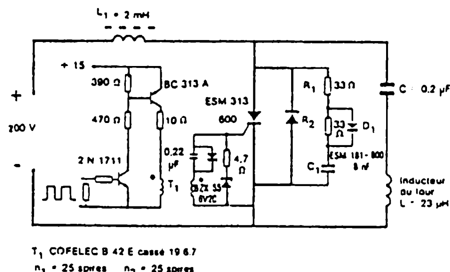


164



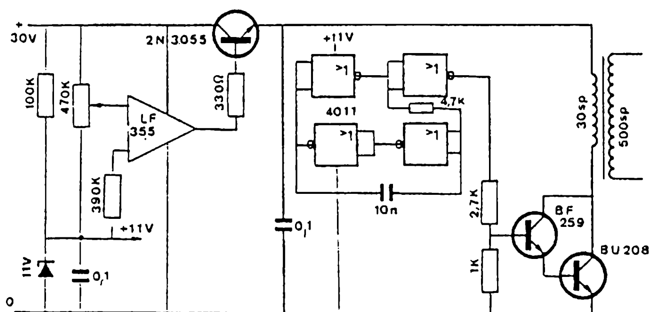
Ce circuit peut être utilisé pour alimenter des tubes fluorescents, rasoirs, etc., à partir de la batterie 12 V.

165 ONDULEUR 1,2 KW, 40 kHz POUR FOUR À INDUCTION



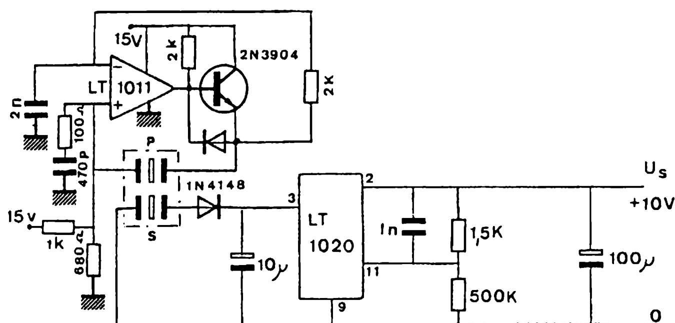
La charge de l'onduleur est constituée par un inducteur de 83 spires (4 fils de 0,8 mm en parallèle pour diminuer les pertes par effet de peau) bobiné sur un mandrin de quartz de diamètre 30 mm. La valeur de l'inductance à vide est de 23 µH. La charge proprement dite est une tige d'acier qui est introduite dans le tube de quartz.

166 CONVERTISSEUR HAUTE TENSION RÉGLABLE



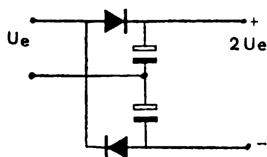
Ce montage peut être utilisé pour une clôture électrique.

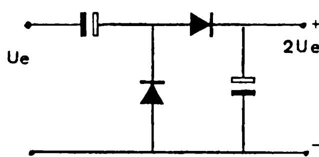
167 CONVERTISSEUR DE TENSION ISOLÉ À 20 kV



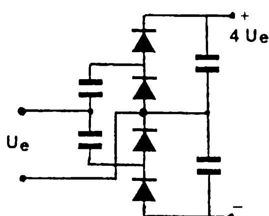
Proposé par Linear Technology, ce circuit utilise un transducteur à céramique piézo-électrique qui a la réputation de posséder une caractéristique d'isolement plus importante que celle du transformateur.

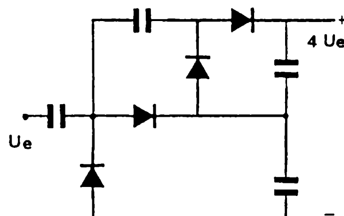
168-169 MULTIPLICATEURS DE TENSION



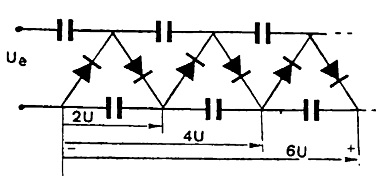


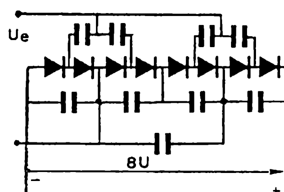
170-171



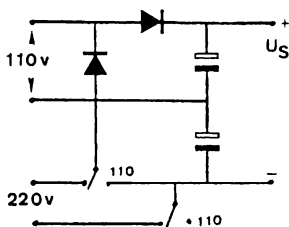


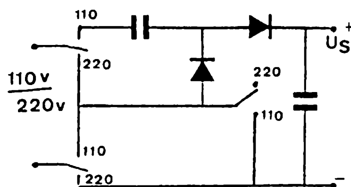
172-173

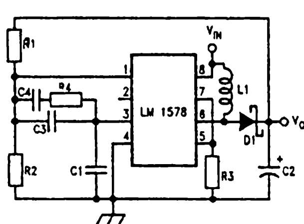




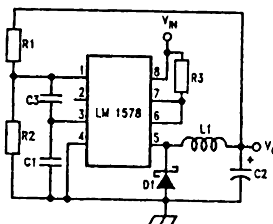
174-175





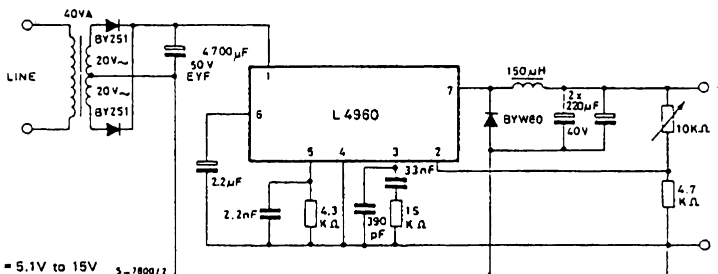


V_{in} = 5V
V_o = 15V
V_{ripple} = 10 mV
I_o = 150 mA
f_{osc} = 50 kHz
R1 = 140 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 0.1 Ω
R4 = 220 kΩ
C1 = 1820 pF
C2 = 470 µF
C3 = 20 pF
C4 = 0.0022 µF
L1 = 330 µH
D1 = 1N5818



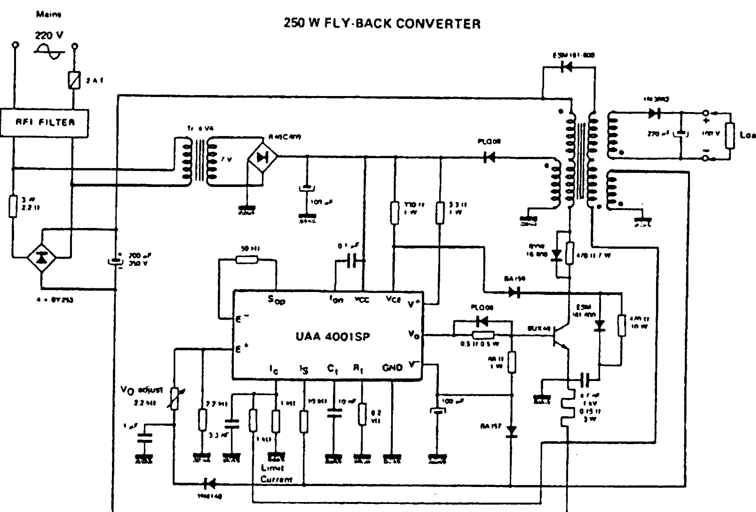
V_{in} = 15V
V_o = 5V
V_{ripple} = 50 mV
I_o = 350 mA
f_{osc} = 50 kHz
R1 = 40 kΩ
R2 = 10 kΩ
R3 = 0.15Ω
C1 = 1820 pF
C2 = 220 µF
C3 = 20 pF
L1 = 470 µH
D1 = 1N5818

178

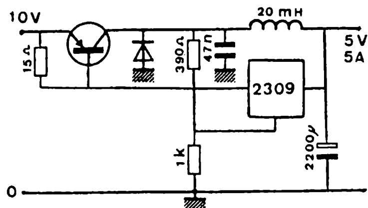


V_o = 5.1V to 15V
I_o = 2.5A max
Load regulation (1A to 2A) = 10mV (V_o = 5.1V)
Line regulation (220V ± 15% and to I_O = 1A) = 15mV (V_o = 5.1V)

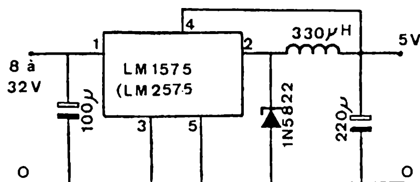
179



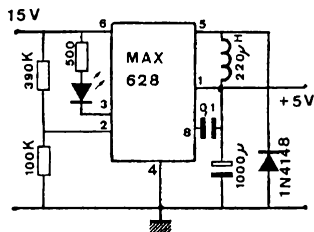
180 ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE



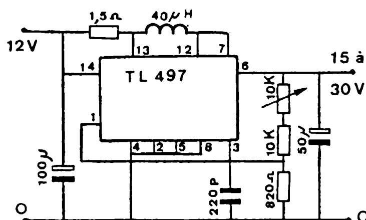
181



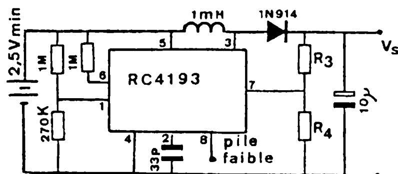
182



183



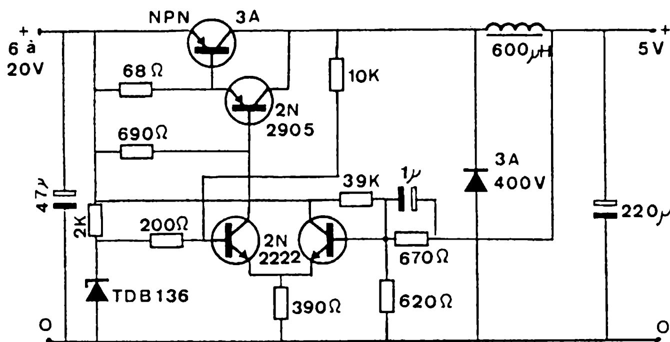
184



Le circuit 4193 (Raytheon) est un régulateur à découpage de basse puissance en boîtier DIL 8 broches spécialement conçu pour les montages fonctionnant sur piles :

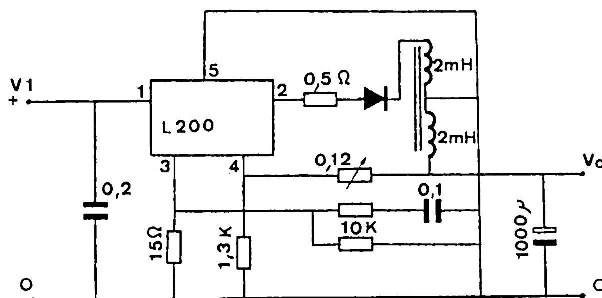
$$U_s = 1{,}3\,\frac{(R_3 + R_4)}{R_4}$$

185 ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE



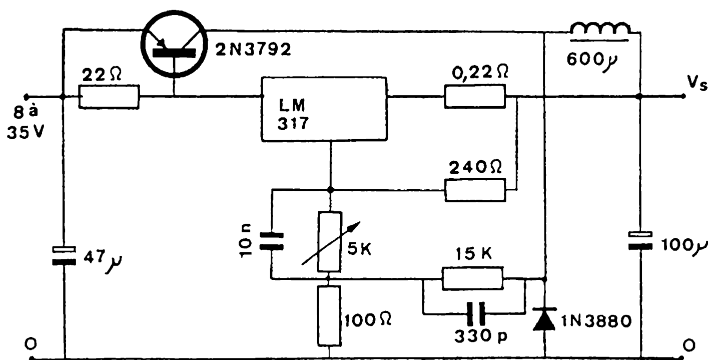
Ce montage proposé par Thomson délivre une tension de 5 V sous une intensité de 2 A. Il utilise une diode de référence de tension LM 136.

186

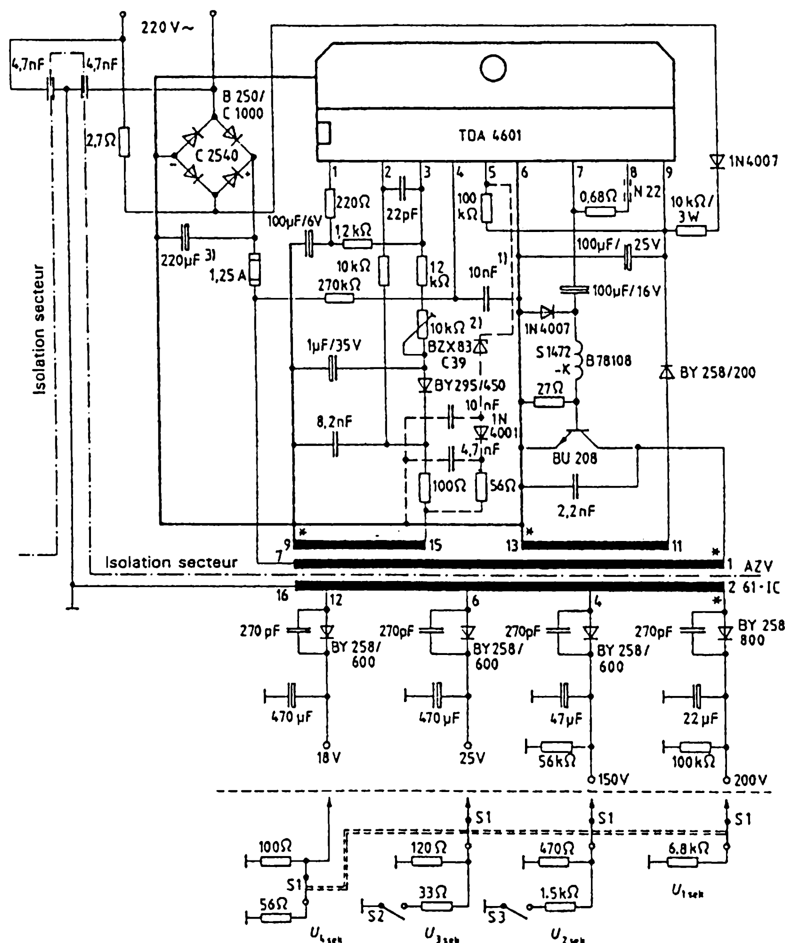


Ce montage utilise un L 200 qui est un régulateur à courant de sortie réglable jusqu'à 2 A, avec une tension de sortie réglable à partir de 2,85 V avec $V_{1\,max}$ = 40 V.

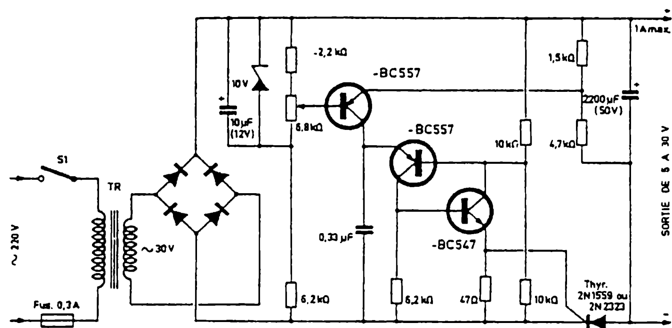
187



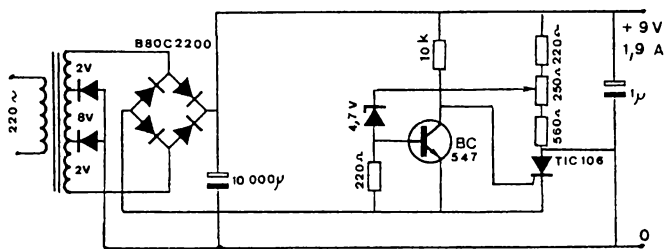
Le transistor T_1 est l'élément de commutation qui doit être choisi parmi les types à commutation rapide. La self sera réalisée sur un pot de ferrite.
Ce circuit n'est pas protégé contre les surcharges.


220 V~
4,7nF
4,7nF
2,7Ω
B 250/
C 1000
C 2540
TDA 4601
1N4007
220Ω
22pF
100 kΩ
0,68Ω
N 22
10 kΩ/
3 W
100μF/6V
1,2 kΩ
220μF
1,25 A
10 kΩ
12 kΩ
10nF
100μF/ 25V
270kΩ
100μF/16V
10kΩ
BZX83
C39
1N4007
1μF/35V
S1472
-K
B78108
BY 258/200
BY295/450
27Ω
10 nF
1N
4001
8,2nF
4,7 nF
BU 208
100Ω
56Ω
2,2nF
Isolation secteur
Isolation secteur
AZV
61-IC
270 pF
BY 258/
600
270pF
BY 258
800
470 μF
47μF
22 μF
56kΩ
100kΩ
18 V
25V
150V
200V
S1
100Ω
120 Ω
470Ω
6,8kΩ
56Ω
33Ω
1,5kΩ
S2
S3
$U_{4 sek}$
$U_{3 sek}$
$U_{2 sek}$
$U_{1 sek}$

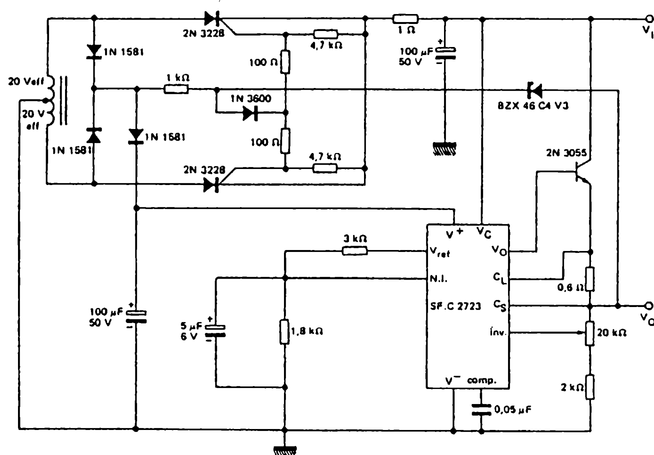
190 ALIMENTATIONS RÉGULÉES À THYRISTOR

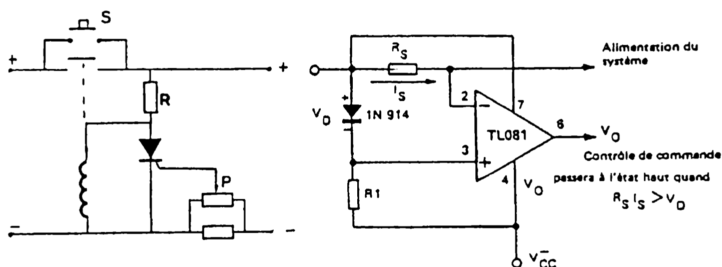


191

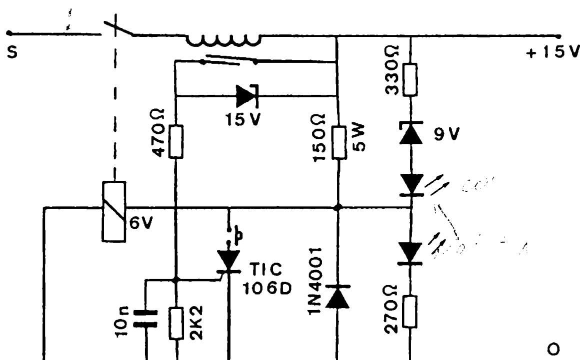


192

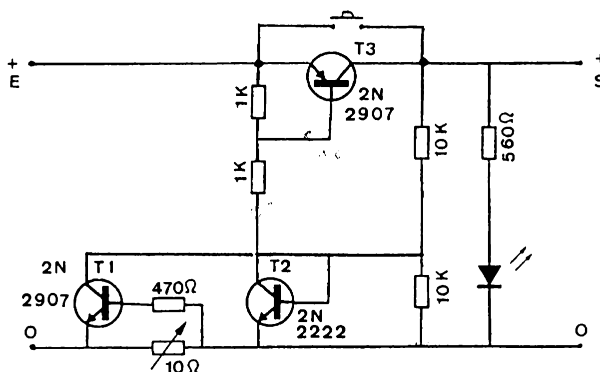




195

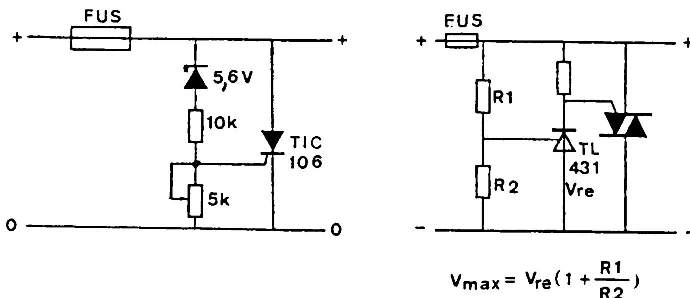


196

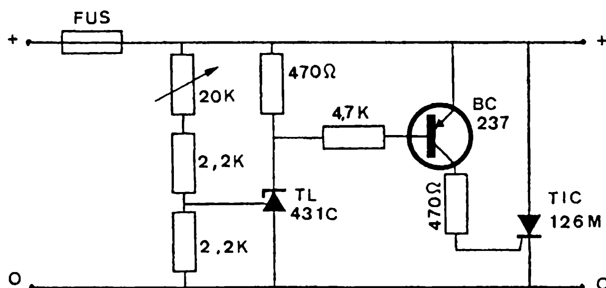


L'intensité du courant traversant *R* permet de saturer T_1 et par suite de couper l'alimentation.

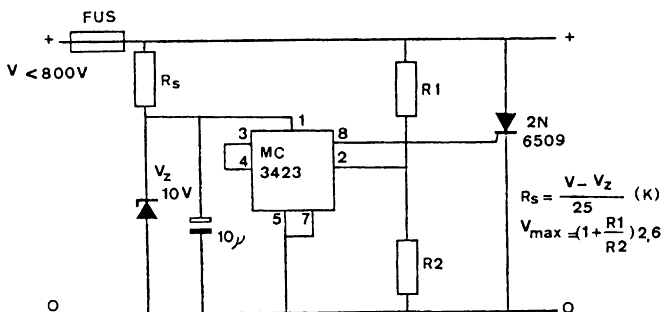
197-198 DISJONCTEURS (Surtensions)



199



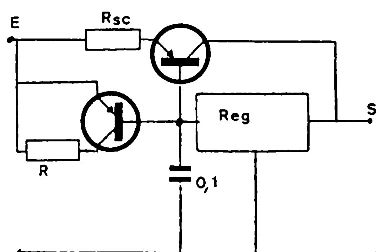
200

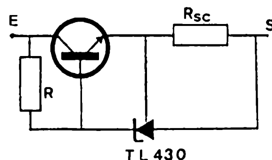


Le MC 3423 (Motorola) est spécialement conçu pour protéger un montage contre les surtensions.
Il permet de déclencher un thyristor qui met en court-circuit l'alimentation.
Le seuil de déclenchement est

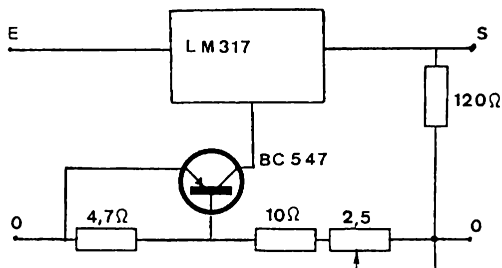
$$U_0 = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

201-202 LIMITEURS DE COURANT

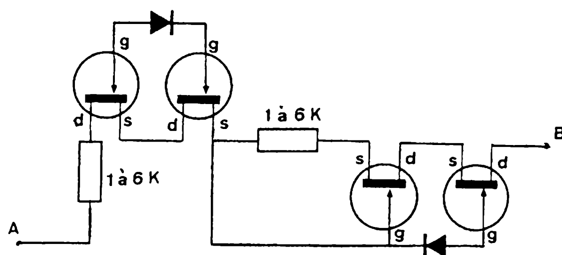




203

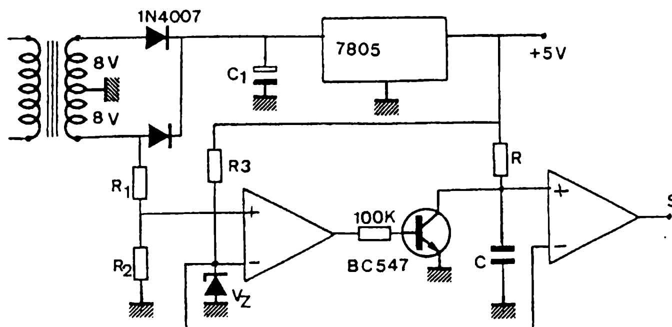


204



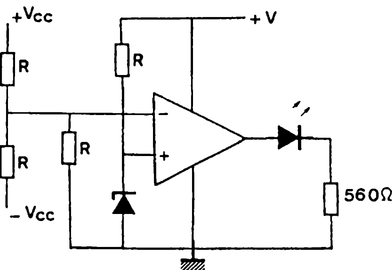
Ce circuit autorise le transfert d'un signal sans distorsion aussi longtemps que l'intensité demeure faible. Dès qu'un courant plus intense parcourt le montage, de A vers B ou inversement, le circuit montre une haute impédance ce qui a pour effet de réduire le courant.

205 ALIMENTATION AVEC INDICATION DE DÉFAUT SECTEUR



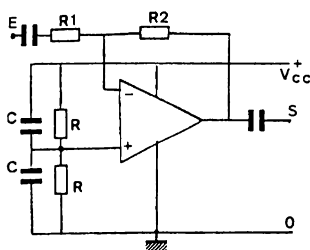
A la coupure du secteur, C_1 fournit de l'énergie au + 5 V alors que l'alimentation est coupée, ce qui permet au comparateur de tension de basculer et de signaler cette coupure.

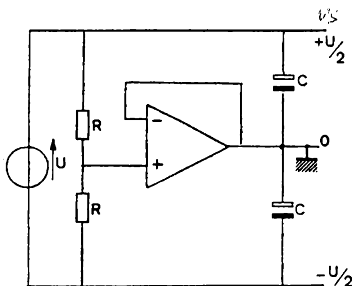
206 SURVEILLANCE DE DEUX ALIMENTATIONS



Le but de ce montage est de vérifier la validité de deux tensions issues d'une alimentation.

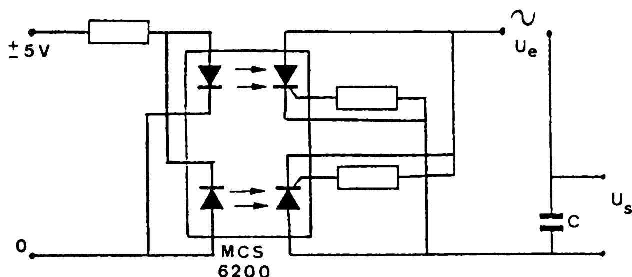
207-208 ALIMENTATION UNIQUE DES ALI





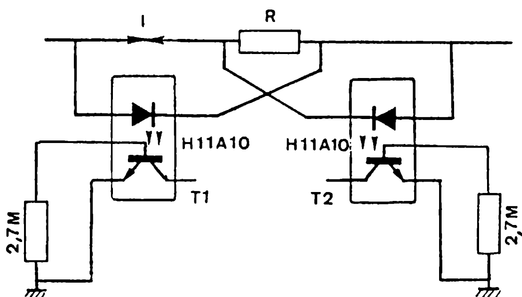
Les points qui sont normalement reliés à la masse dans les montages à deux sources d'alimentation sont connectés au point milieu de la tension d'alimentation unique. Pour obtenir une alimentation ± *U*, on peut utiliser une alimentation auxiliaire.

209 ALIMENTATION RÉVERSIBLE



A partir d'une source alternative et selon le déclenchement des photothyristors, les polarités de la tension continue seront dans un sens ou dans l'autre.

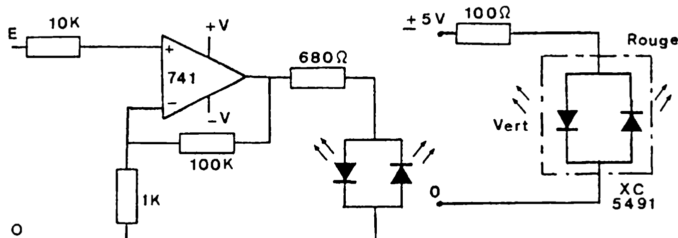
210 INDICATEUR DE SENS DE COURANT



Indicateur de sens du courant
Suivant le sens du courant, T_1 ou T_2 sera conducteur. R sera choisie en fonction de l'intensité du courant dans la ligne. On fera

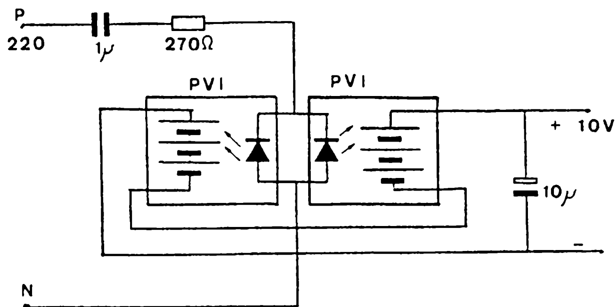
$$R = \frac{1,5}{I}$$

211-212 INDICATEUR DE POLARITÉ



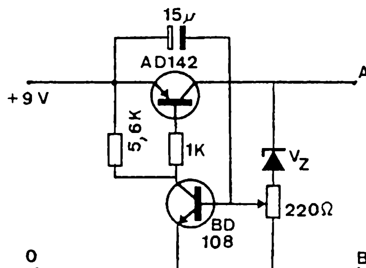
Ces montages permettent de déterminer la polarité d'une tension par rapport à la masse.
Le deuxième montage, qui utilise une diode bicolore, est plus simple mais il demande au circuit à tester une plus grande énergie.

213 ALIMENTATION 10 V POUR L.C.D.



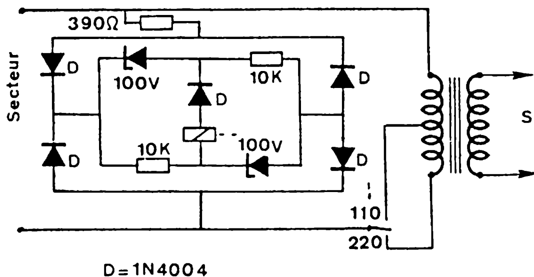
Ce type d'alimentation permet la recharge de petites batterie ou l'alimentation de LCD.

214 LIMITEUR DE DÉCHARGE POUR ACCUMULATEURS



La tension de stabilisation de la diode zéner sera choisie en tenant compte du seuil au-dessus duquel le limiteur doit agir, c'est-à-dire de la tension minimale de la batterie.

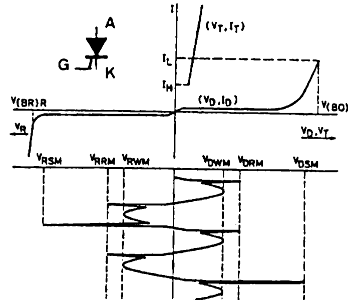
215 COMMUTATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION SECTEUR



Ce schéma montre comment réaliser une commutation automatique de tension secteur. En cas de panne du relais, le système demeure sans danger car le contact 220 V s'effectue au repos.

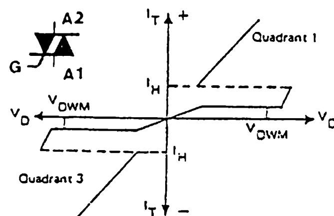
COMMANDE DE PUISSANCE (thyristor et triac)

La fonction commande de puissance (électrique) permet de délivrer au récepteur une puissance adaptée à ses conditions d'utilisation.
La commutation statique qui permet de faire varier le temps de conduction du courant électrique dans la charge s'effectue généralement par un thyristor ou un triac.



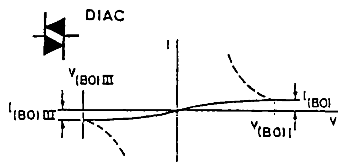
Caractéristique du thyristor

Les thyristors : Le thyristor peut être utilisé comme redresseur ou comme interrupteur, c'est une diode commandée par des impulsions.
Lorsque la tension anodique est négative par rapport à la cathode, le thyristor polarisé en inverse est bloqué. Pour rendre le composant conducteur il suffit d'appliquer une impulsion positive sur l'électrode de commande (gâchette). Le courant anodique n'est pas influencé par le courant de gâchette, aussi pour faire revenir le thyristor à l'état bloqué, il est nécessaire de réduire le courant anodique au-dessous du courant de maintien (Ih).



Caractéristique du triac

Les triacs : Pour contrôler un courant alternatif, un seul thyristor ne suffit pas puisqu'il ne conduit que dans un seul sens. Pour contrôler les demi-périodes on peut utiliser un système de redressement double alternance ou deux thyristors montés en tête-bêche ce qui demande deux circuits d'amorçage. Le montage sera simplifié si l'on utilise un triac.
Le triac est un dispositif à trois électrodes dont une de commande (la gâchette) et deux de conduction principale. Ce dispositif peut passer d'un état bloqué à un état passant dans ses deux sens de polarisation et repasser à l'état bloqué par inversion ou par diminution du courant au-dessous de la valeur du courant de maintien.



Caractéristique du diac

Les diacs : Le diac est une diode qui présente la particularité de devenir conducteur dans les deux sens. Il est utilisé pour réaliser un circuit de déclenchement dans les circuits de commande de puissance par triac.

Pour une commande par impulsion (commande de phase) nous avons :

$$U_{RUmoy} = \frac{U_{\max}}{2\pi}(1+\cos\alpha)$$

et

$$U_{RUeff} = \frac{U_{\max}}{2\sqrt{\pi}}(\pi - \alpha + 0,5\sin 2\alpha)$$

α étant l'angle de déphasage entre le zéro de la tension d'alimentation et le front de l'impulsion de déclenchement.
Pour une commande des deux alternances nous avons :

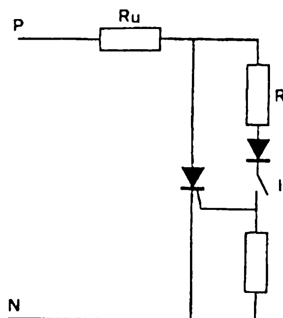
$$U_{RUeff} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{\pi}}(\pi - \alpha + 0,5\sin 2\alpha)$$

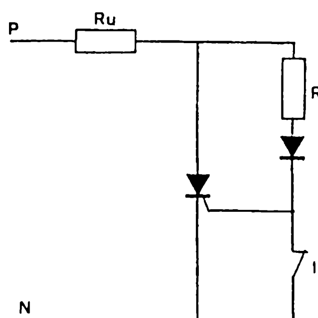
Les dispositifs de commande intégrés à contrôle de rafale laissent passer des suites d'arches entières de sinusoïde entrecoupées par des moments de blocage total du courant. Pour ces montages nous avons :

$$U_{RUeff} = \frac{nT_a}{T_e}U_{eff}$$

n = nombre d'alternance passante dans chaque période T_e
T_e = période d'échantillonnage
T_a = période du réseau EDF (20 ms)
U_{eff} = tension efficace

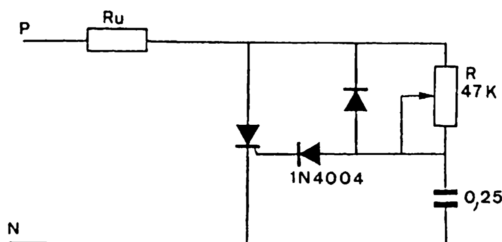
216-217 COMMANDE DE THRYSTORS





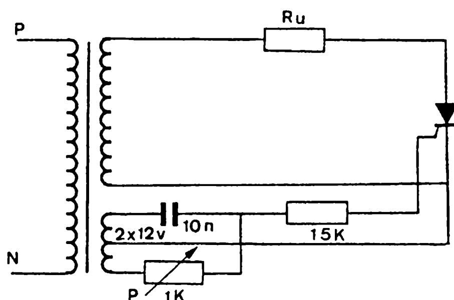
Commande série ou parallèle :
Cette commande ne permet pas le réglage de la puissance.
Ce montage permet, à l'aide d'un microcontact, de commander une forte puissance.

218



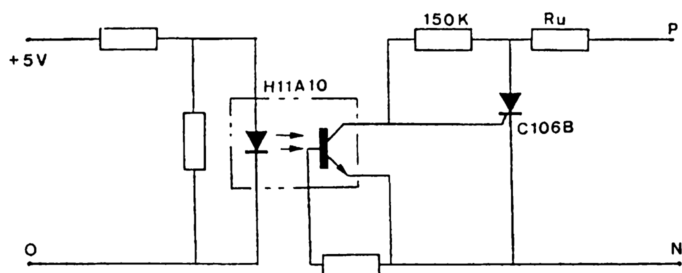
Déclenchement retardé :
La gâchette est ici alimentée travers la charge.
En agissant sur R, on règle l'angle de passage du courant de 0 à 180° environ.
Les diodes on pour but de protéger le thyristor.

219



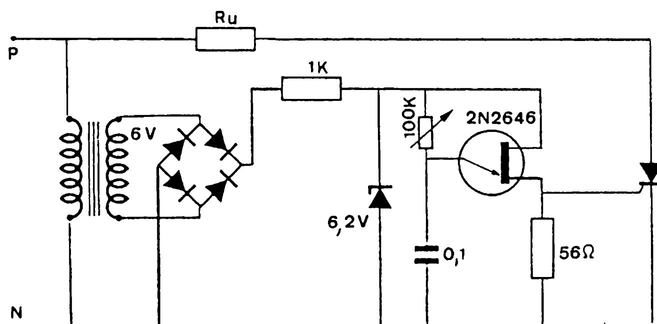
Commande par réseau déphaseur :
Ce montage utilise un transformateur avec un enroulement à point milieu afin de faire varier, à l'aide de P, le déphasage du signal de commande par rapport au signal d'entrée.

220 COMMANDE DE THRYSTORS



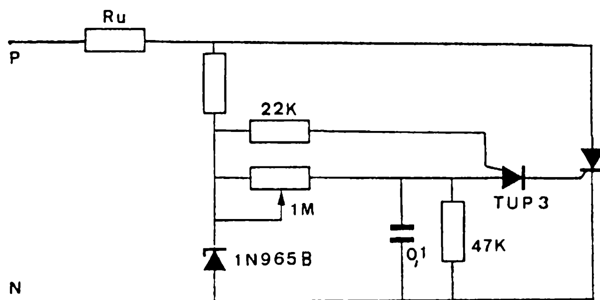
Commande par photo-transistor : Ce montage, entièrement isolé de la commande, peut être utilisé en logique TTL, comme relais de puissance.

221



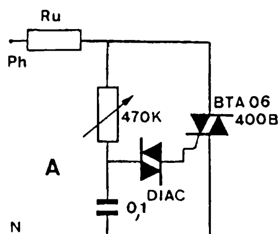
Commande par transistor unijonction : Ce montage permet de synchroniser la commande sur la fréquence du secteur.

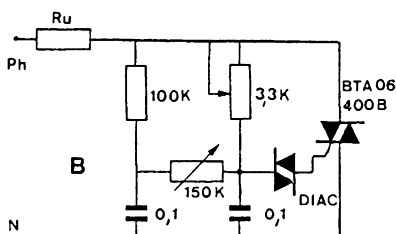
222



Commande par transistor unijonction programmable : Le TUP est un thyristor sensible avec une gâchette d'anode, ce qui permet de commander un autre thyristor par angle de conduction variable.

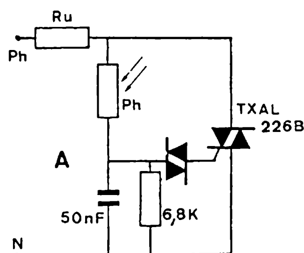
223-224 COMMANDE PAR DIAC

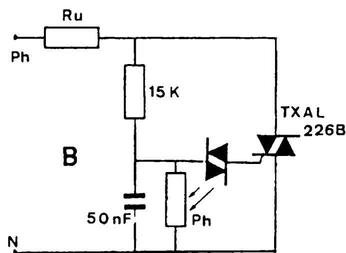




Le montage élémentaire (fig.A) a l'inconvénient d'être limité aux faibles tensions. On lui préférera le montage B, avec lequel on obtient, grâce au circuit de correction d'hystérésis, une commande de 5 % à 90 % de la puissance disponible.

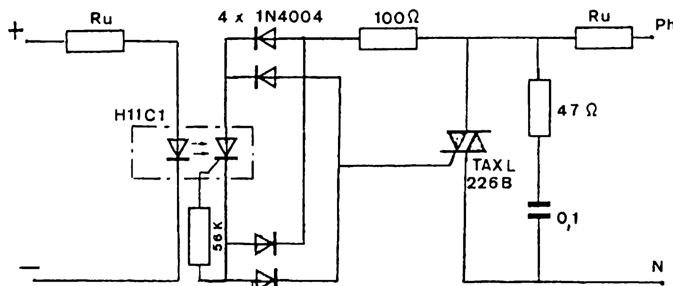
225-226 COMMANDE PAR CAPTEUR PHOTOSENSIBLE





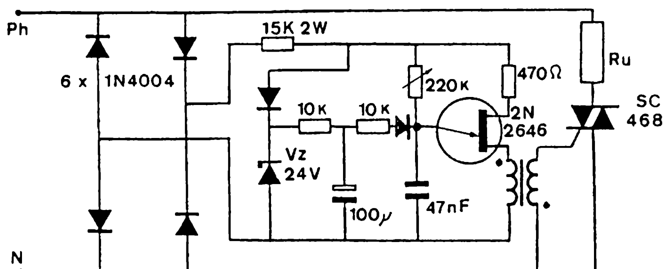
Le montage A agit par illumination et le montage B par occultation de la photocellule.

227 COMMANDE OPTIQUE TTL



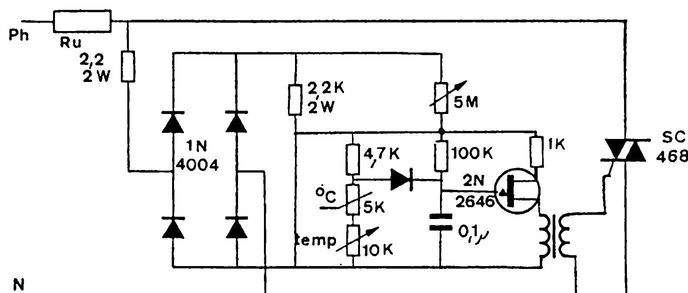
Ce montage peut commander un circuit de puissance en partant d'une porte logique TTL. L'isolation avec le circuit de commande peut être supérieur à 2500 V.

228 COMMANDE PROGRESSIVE PAR UJT



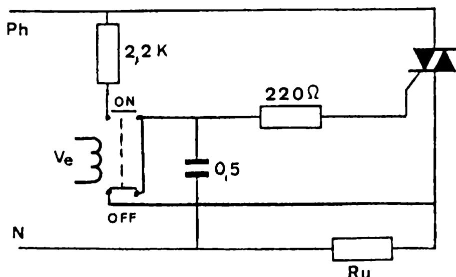
A mise sous tension de l'ensemble, le condensateur C se charge lentement; l'angle de passage augmente progressivement, ce qui permet une application graduelle de la puissance à la charge.

229 COMMANDE PAR PALIER ET RAMPE



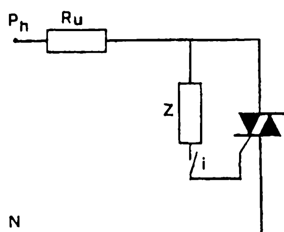
Dans ce système de commande, le «palier» est une tension de référence de niveau réglable, et la «rampe» une rampe de tension qui se superpose au palier et qui permet, à un seuil donné, de déclencher le thyristor.
La précision de ce montage dépend de la charge et du capteur associé.

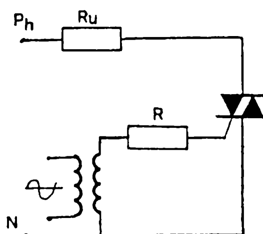
230 COMMANDE PAR RELAIS RÉSONNANT



Ce montage, utilisant un relais accordé sur une fréquence audible (ON à F_1 = 280 Hz, OFF à F_2 = 349 Hz) permet la conduction du triac pour différents tons.

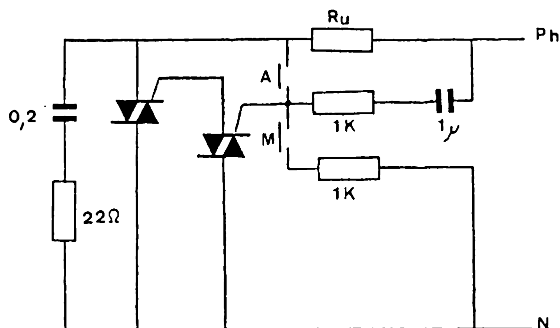
231-232 INTERRUPTEURS À TRIACS





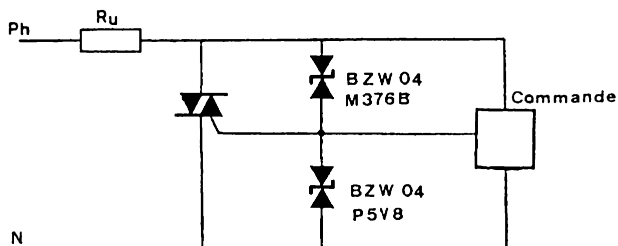
Dans le montage de base, la commande est définie une fois pour toute par Z. Si l'on utilise un transformateur de liaison, la commande est isolée du circuit de puissance ; le triac est alors utilisé comme relais.

233



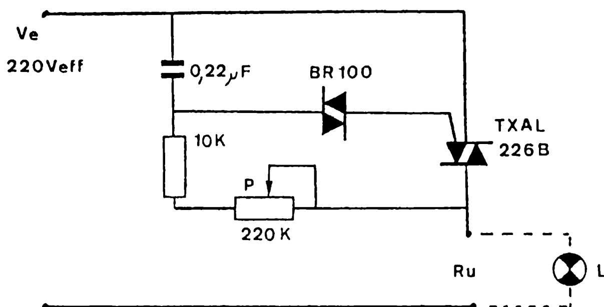
Ce montage permet la mise en marche et l'arrêt d'une forte puissance à l'aide de petits interrupteurs mais il ne permet pas le réglage de celle-ci.

234 PROTECTION DES TRIACS

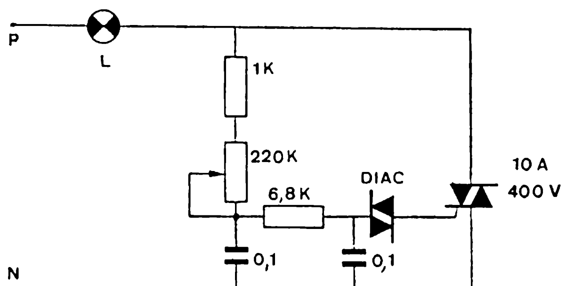


Le TRANSIL BZW04 M376B protège en DV/DT et le BZW04 P5V8 protège le circuit de commande.

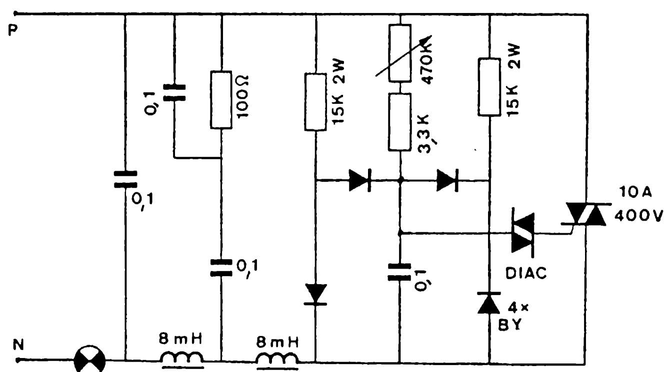
235 GRADATEURS DE LUMIÈRE



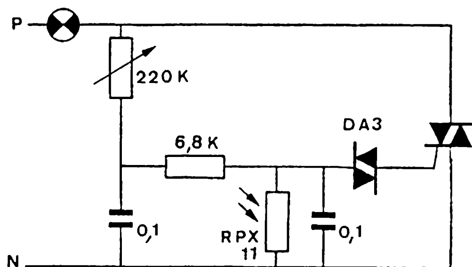
236



237

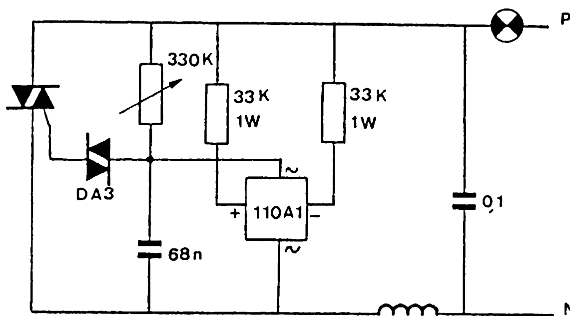


Ce gradateur inclut un filtre antiparasite et un jeu de diodes pour éviter l'hystérésis. La mise en conduction minimale s'effectue avec un angle de 20° et la tension efficace correspondante est de 20 V. L'éclairage sera obtenu avec une grande progressivité.



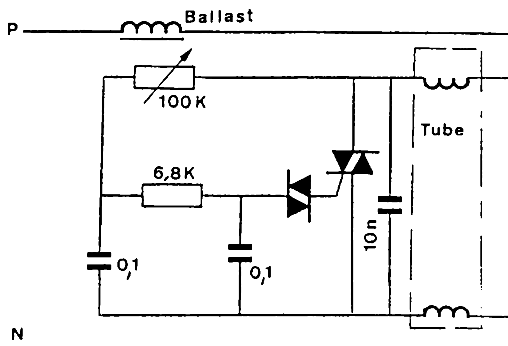
Dans ce montage, la précision est faible, mais convient fort bien pour toutes charges résistives La cellule règle la charge du condensateur en fonction de l'éclairement et par conséquent l'angle de phase.

239



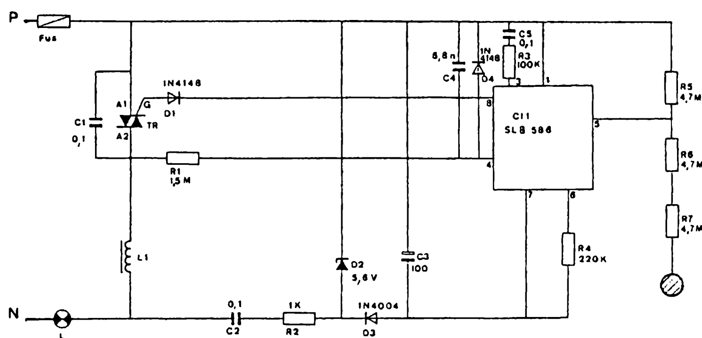
Ce gradateur de lumière est muni d'un pont de diodes servant de correction d'hystérésis, ce qui permet un réglage souple de l'intensité lumineuse.

240



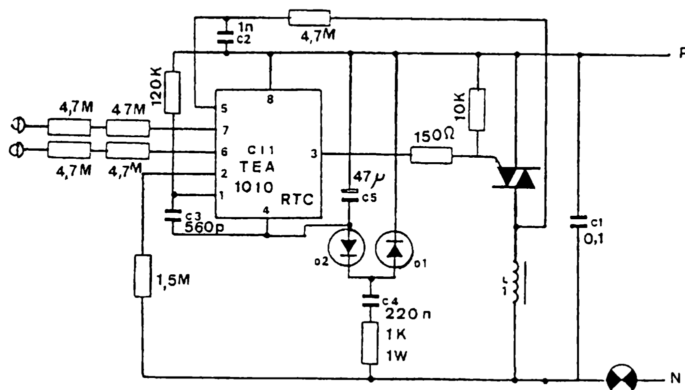
Variateur pour tube fluo :
Le triac est ici placé en parallèle sur le tube fluo ; on obtient ainsi une gradation très progressive sur une large plage.

241 GRADATEURS DE LUMIÈRE À TOUCHE



Ce gradateur de lumière à touche, utilise un SLB 586 (Siemens). Un contact bref (50 à 400 ms) allume ou éteint l'éclairage. Un contact plus long (>400 ms) fait varier l'intensité lumineuse.

242



Sans dissipateur, ce montage peut contrôler une puissance de 200 W. Il a pour but d'atténuer les parasites.

243 ALIMENTATION PROGRESSIVE D'UNE LAMPE

Le FET de puissance ne sera pleinement conducteur que lorsque le condensateur C sera complètement chargé.

244-245 COMMANDE D'ÉCLAIRAGE





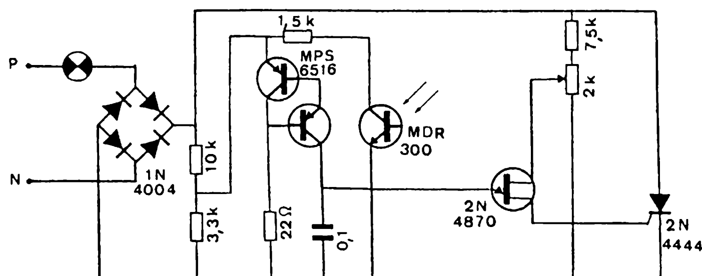
La grande impédance d'entrée et la caractéristique linéaire de transfert du V.MOS font qu'il est facile de commander le courant dans la charge L.
Dans le deuxième montage, on utilise une modulation de largeur d'impulsion ce qui permet de réduire la puissance consommée.

246 AMORÇAGE DE TUBES FLUORESCENTS



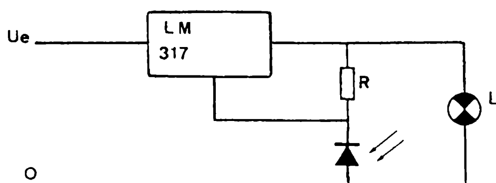
Ce montage assure un allumage instantané des tubes fluorescents en supprimant les clignotements au moment de l'allumage. Ce circuit convient pour des tubes de 20 à 65 W.

247 RÉGULATEUR D'ÉCLAIRAGE

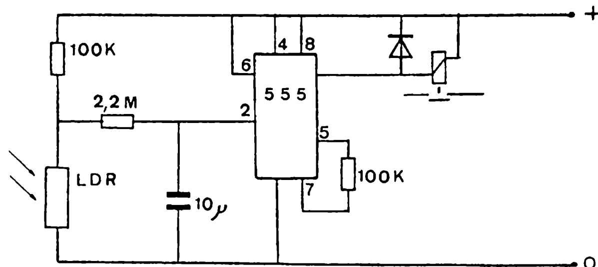


La lampe d'éclairage L est alimentée par le secteur via un thyristor. L'angle d'ouverture du thyristor est fonction de l'éclairage du phototransistor MDR 300.

248 RÉGULATEUR D'ÉCLAIRAGE ASSERVI PAR PHOTO-DIODE

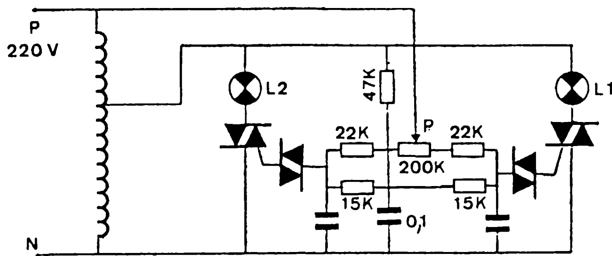


249 COMMANDE PHOTO-ÉLECTRIQUE D'UN RELAIS



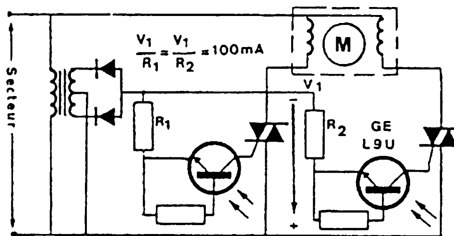
Dans ce montage le NE 555 est utilisé en comparateur.
La variation de résistance d'une LDR permettra de faire varier les seuils de basculement du circuit et de mettre en fonctionnement d'une manière automatique un éclairage extérieur, par exemple. Il est évident qu'un autre type de capteur peut être utilisé (CTN,CTP, etc.).

250 COMMANDE DE SPOTS LUMINEUX



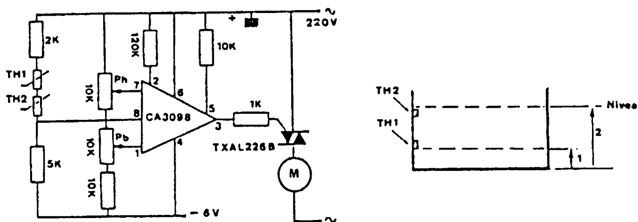
Suivant la position du curseur de P on porte au maximum la luminosité de L_1 alors que L_2 est pratiquement éteinte (ou inversement).
Ce système peut être utilisé pour un fondu enchaîné manuel avec deux projecteurs de diapositives sur le même écran.

251 COMMANDE DE SENS DE ROTATION D'UN MOTEUR



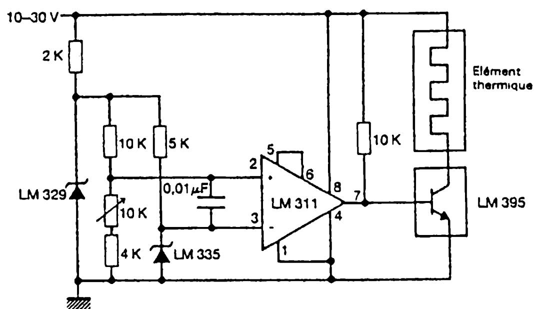
Suivant l'éclairement des transistors photo-électrique, le moteur tourne dans un sens ou dans l'autre, pour cela il faut évidemment un moteur possédant deux inducteurs bobinés en sens inverse.

252 COMMANDE AUTOMATIQUE D'UNE POMPE



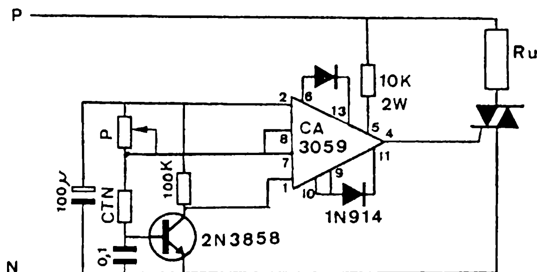
Si on dispose TH_1 au niveau bas et TH_2 au niveau haut, la pompe fonctionnera pour un niveau bas et s'arrêtera pour un niveau haut. Les thermistances seront chauffées par le courant qui les traverse et refroidies par le liquide.
($TH_1 = TH_2 = 5\ k\Omega$).

253 RÉGULATEURS DE TEMPÉRATURE



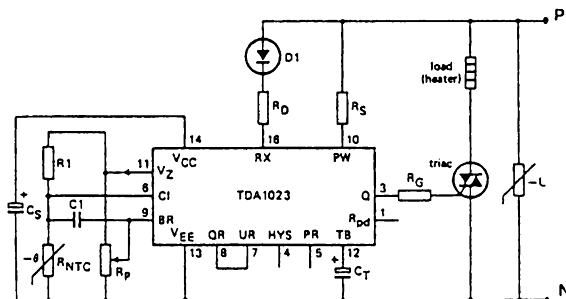
On utilise dans ce montage le capteur de température TDC 135 comme élément sensible pour commander la tension d'entrée d'un amplificateur, lequel par l'intermédiaire d'un transistor contrôlera l'intensité du courant dans l'élément chauffant R_c.

254



Exemple de montage du CA 3059 (Harris-RCA) en régulateur par tout ou rien, avec mise en service du circuit de sécurité qui bloque la sortie en cas de court-circuit ou de coupure de l'élément sensible de mesure.

255



Commande de chauffage à bande proportionnelle.

256 RÉGULATEURS DE TEMPÉRATURE

A

257

B

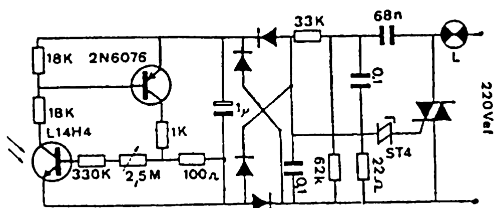
258-259

C

D

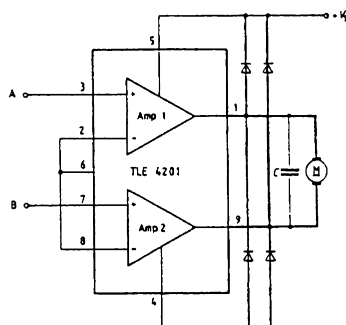
Le LM 3911 de National Semiconductor es un capteur de température fonctionnant entre 25 °C et + 85 °C. La tension de sortie est proportionnelle à la température (10 mV/K). Le schéma A représente un thermostat électronique dont la température peut être réglée (P entre 0 et 85 °C. Le montage B est un thermostat prévu pour un bain d'huile. Le montage C est le montage simplifié d'un thermostat. En D on représente le schéma interne du composant LM3911.

260 COMMANDE AUTOMATIQUE D'ÉCLAIRAGE DE NUIT



Dans ce montage, dû à Général Electric, le triac sera fonction de la lampe L.

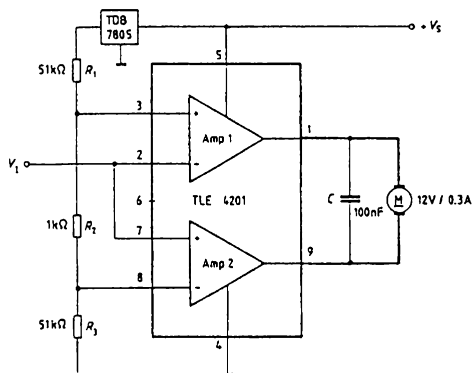
261 COMMANDE DE MOTEUR RÉVERSIBLE



A

A	B	Sortie
L	L	Moteur arrêté (freiné)
L	H	Moteur tourne à droite
H	L	Moteur tourne à gauche
H	H	Moteur arrêté (freiné)

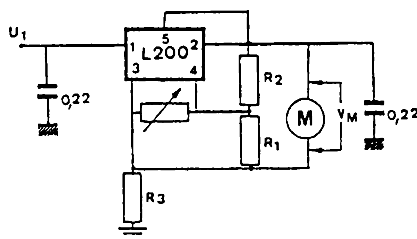
262



B

Le TLE 4201 (Siemens) est un comparateur driver pour les moteurs à courant continu réversibles.
Le montage A permet une commande digital.
Les signaux d'entrée sont dans la gamme $H = 0,6\ V_s$ et $L = 0,3\ V_s$.
Le montage B est un circuit comparateur.
La fenêtre dans laquelle le moteur doit s'arrêter est réglé par R_2.

263 REGULATEURS DE VITESSE DES MOTEURS A COURANT CONTINU



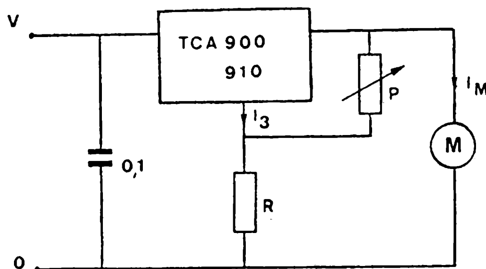
La puissance du moteur est ici de 30 W. La résistance R_3 sera proportionnelle à la résistance du moteur.

$$R_3 = \frac{R_1}{R_2} R_m$$

et

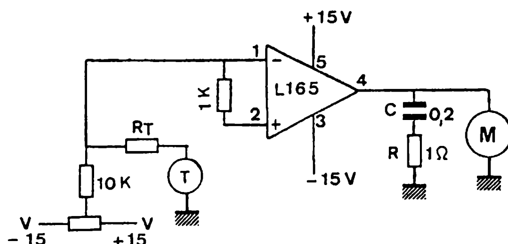
$$V_m = V_{ref}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

264



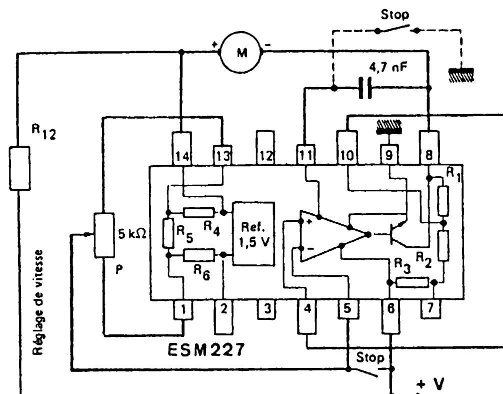
Le régulateur TCA 900 est conçu de telle sorte que le courant dans la branche 3 est l'image du courant de sortie.

265



Contrôle bidirectionnel de vitesse d'un moteur continu : La position de P détermine le sens de rotation du moteur M. Le tachymètre T intervient dans le contrôle de la vitesse. Afin de protéger l'amplificateur, le circuit RC absorbe les surtensions dues au moteur.

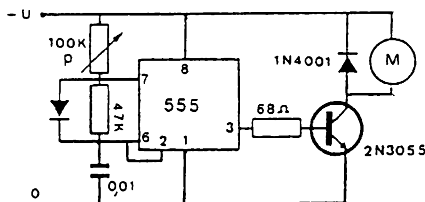
266 RÉGULATEURS DE VITESSE DES MOTEURS À COURANT CONTINU



Ce montage permet la commande de vitesse pour un magnétophone 4,75 et 9,5 cm/s.

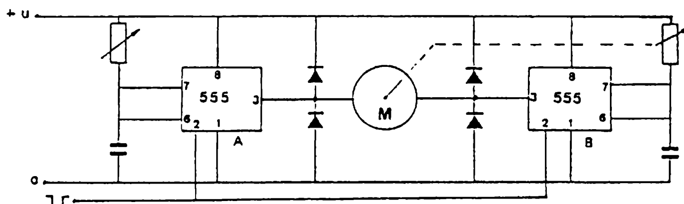
P entre broches 2 - 14	*P entre broches 1 - 13*	
0,5 V < f.c.e.m < 5,4 V	1 V < f.c.e.m < 3 V	$R_{12} = \frac{R_{MOT}}{2,7}$
0,1 V < f.c.e.m < 10 V	1,8 V < f.c.e.m < 6 V	$R_{12} = \frac{R_{MOT}}{6}$, R_3 *court-circuitée*

267



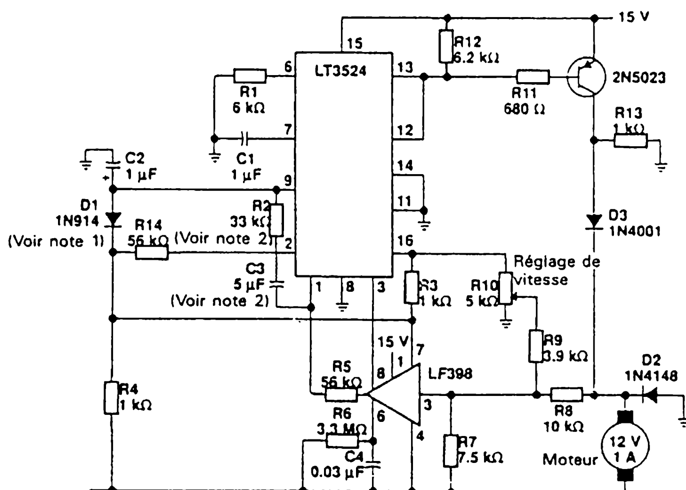
Ce montage remplace un rhéostat et peut être optimisé pour une faible consommation. Il fonctionne comme une alimentation à découpage vis-à-vis du moteur. La fréquence est fixe mais la largeur du créneau est variable à l'aide de P.

268



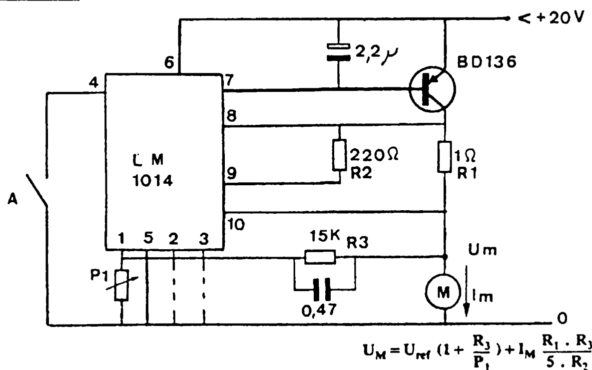
Asservissement de la position d'un moteur : Le moteur est monté entre les deux sorties des monostables ; le sens de rotation dépend du signe de $T_a - T_b$. Le moteur est mécaniquement couplé à un potentiomètre placé dans le circuit de temporisation de B ; Une horloge, constituée d'un 555, déclenche simultanément les deux monostables. Le couplage du moteur au potentiomètre est fait pour que les constantes de temps $T_a - T_b$ tendent à devenir identiques.

269 RÉGULATEURS DE VITESSE DES MOTEURS À COURANT CONTINU



Notes :
1) D_1 est employé pour le démarrage. Elle limite le cycle de travail à environ 75 %.
2) Choisir R_2C_3 pour stabilité maximale de boucle. C_3 n'est pas polarisé.
3) Aucune dynamo tachymétrique n'est nécessaire. La FEM du moteur est échantillonée et utilisée pour commander la vitesse.

270

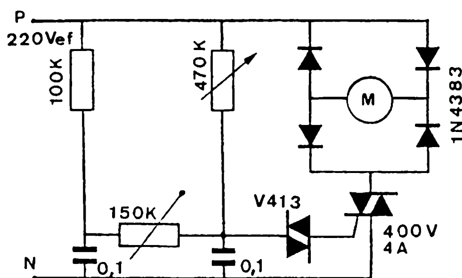


$$U_M = U_{ref}\left(1 + \frac{R_3}{P_1}\right) + I_M \frac{R_1 \cdot R_3}{5 \cdot R_2}$$

V_{ref} (V)	$\Delta V_{ref}/\Delta T$ (mV/°C)	Branchement
0,95	−1,0	2/3 en l'air
1,15	−0,3	2 à la masse, 3 en l'air
1,35	+0,3	2 en l'air, 3 à la masse
1,55	+1,0	2/3 à la masse

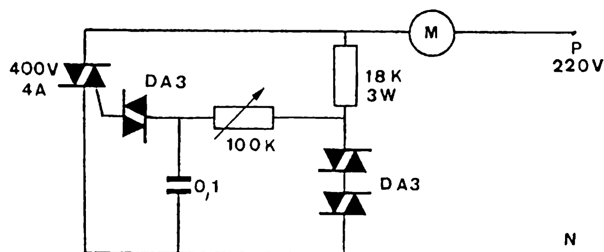
Le LM 104 a été conçu pour permettre à un moteur à courant continu de garder une vitesse de rotation constante.

271 COMMANDES POUR MOTEUR UNIVERSEL



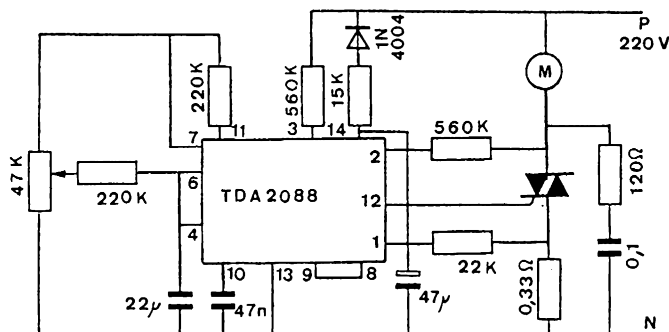
Pour éliminer les problèmes de magnétisation lors des petits angles de passage, il est préférable de redresser le courant d'alimentation du moteur qui est ici du type universel de 150 W.

272



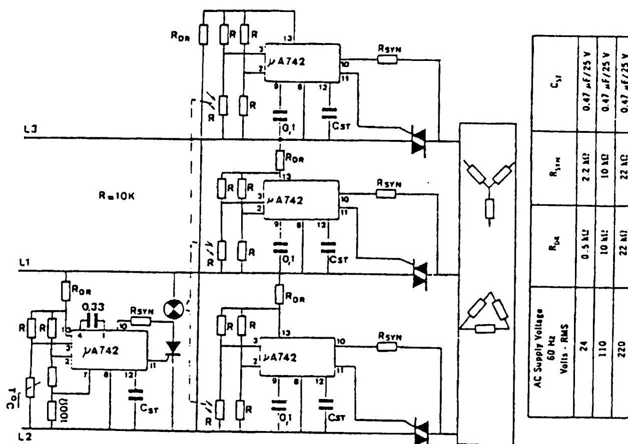
Les variations du secteur sont ici corrigées par les diacs DA 3, montés en série. On ne peut pas, avec ce montage obtenir une grande variation de la puissance.

273



Ce montage qui utilise un TDA 2088 (Plessey) permet de régler la vitesse d'une perceuse électrique (par exemple) par gestion de la phase de conduction.

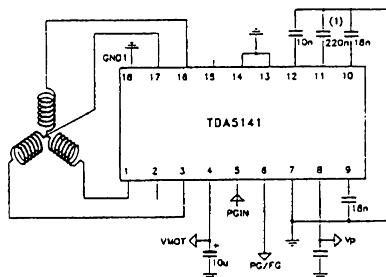
274 COMMANDE DE MOTEUR TRIPHASÉ



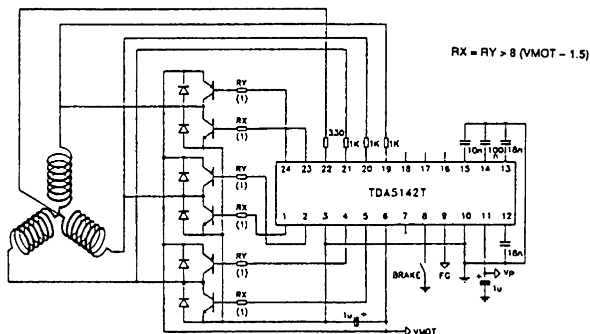
AC Supply Voltage 60 Hz Volts - RMS	R_{DA}	R_{SYN}	C_{ST}
24	0.5 kΩ	2.2 kΩ	0.47 µF/25 V
110	10 kΩ	10 kΩ	0.47 µF/25 V
220	22 kΩ	22 kΩ	0.47 µF/25 V

D'après note d'application Fairchild.

275 COMMANDES DE MOTEUR POUR ORDINATEUR

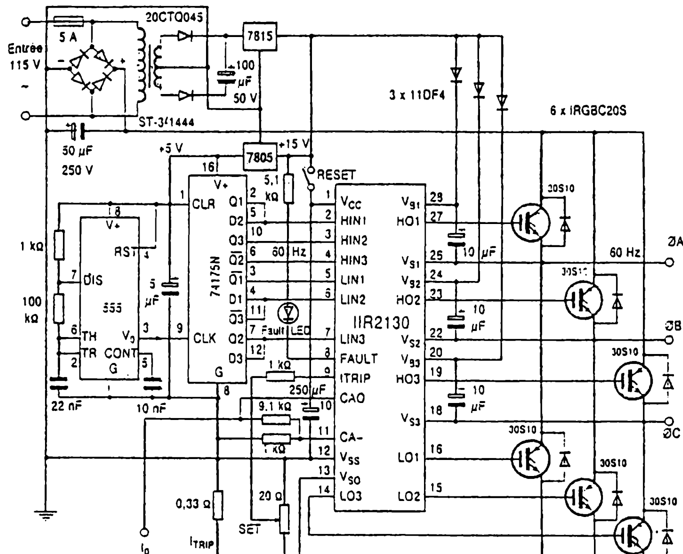


276



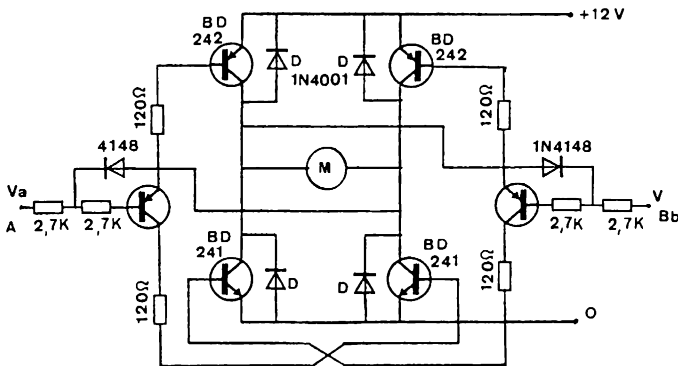
D'après note d'application Philips

277 COMMANDE DE MOTEURS TRIPHASÉS



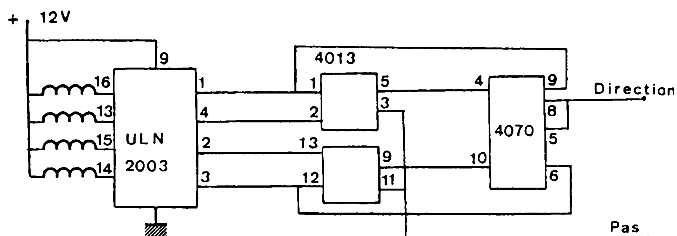
Ce montage permet de contrôler un moteur triphasé alimenté en monophase. Une diode électroluminescente signal toute chute de tension d'alimentation ou toute surintensité. La logique interne commande alors le blocage de tous les IGBT.

278 COMMANDE DE MOTEURS CONTINUS



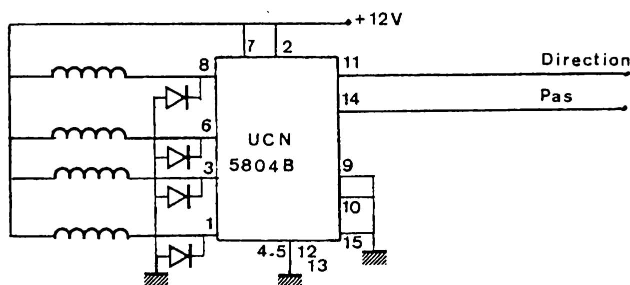
Le sens de rotation du moteur est commandé par le signal A ou B (V_a = 0 à 12 V).

279 COMMANDES DE MOTEURS PAS À PAS



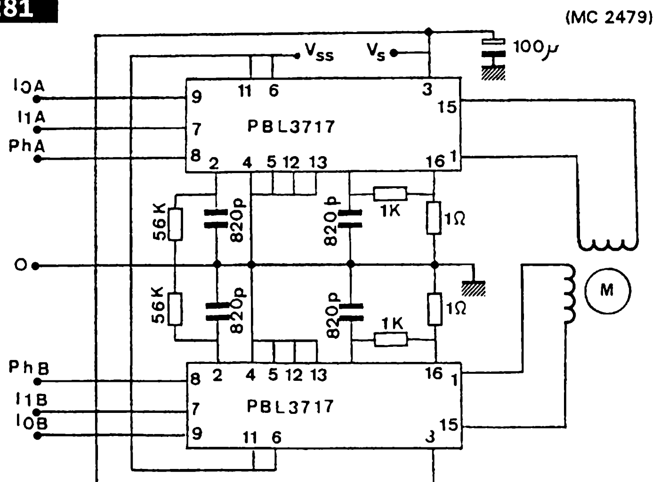
Ce montage utilise un ULN 2003 qui est un circuit adapté pour le courant qui circule dans un moteur unipolaire.

280



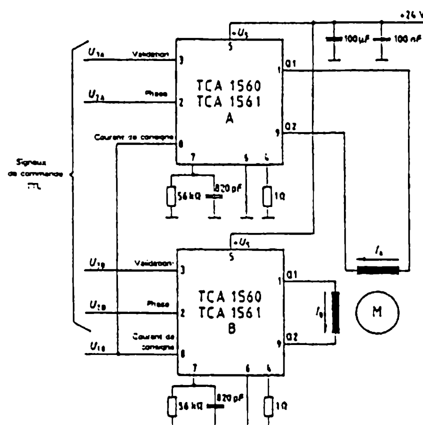
Ces montages utilisent un simple circuit spécialement adapté pour la commande des moteurs unipolaires avec un courant de 330 mA par phase (UCN 5804) ou bipolaires (MC 2479).

281



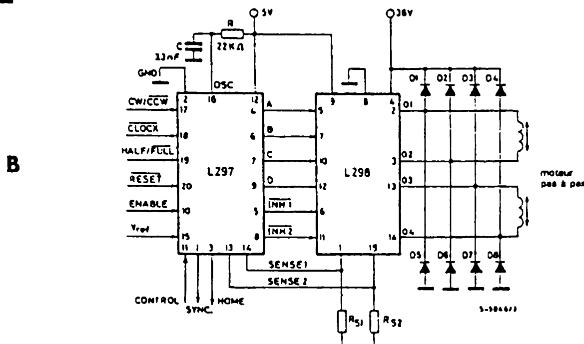
Circuit de commande pour moteurs pas à pas bipolaires.

282 COMMANDES DES MOTEURS PAS À PAS



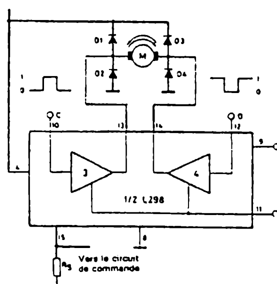
A

283



B

284

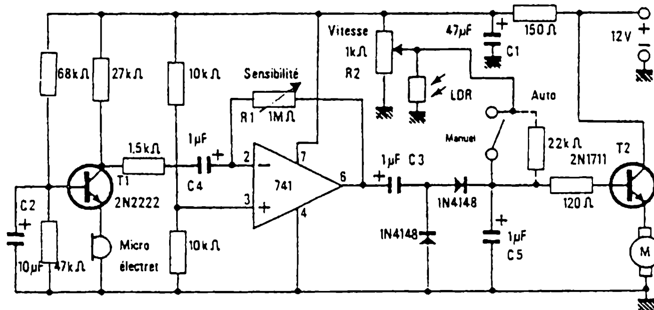


Entrée		Fonction
V_{inh} = H	C = H ; D = L	Rotation droite
	C = L ; D = H	Rotation gauche
	C = D	Arrêt rapide du moteur
V_{inh} = L	C = X ; D = C	Arrêt libre du moteur
L = bas	H = haut	X = quelconque

C

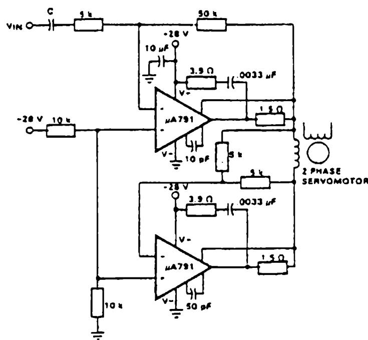
Le montage A proposé par Siemens peut commander un courant nominal de 2 A sous une tension de 38 V.
Le montage B proposé par SGS peut fonctionner en demi-pas et possède une commande du sens de rotation avec un retour à la position zéro. Il utilise un L 298 qui est un exitateur pour enroulement de moteurs pas à pas à double pont. Ce circuit est commandé par des signaux logiques compatibles TTL. Deux entrées de validation peuvent bloquer la commutation.
La figure C représente l'utilisation d'un 1/2 L 298 avec sa table de fonction.

285 COMMANDE DE MOTEUR PAR LE SON OU LA LUMIÈRE

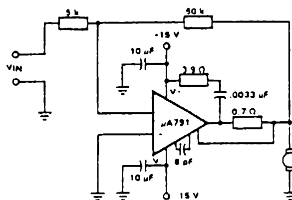


La commande du moteur continu s'effectue dans ce montage par le signal parvenant au micro ou par la lumière agissant sur la LDR.

286-287

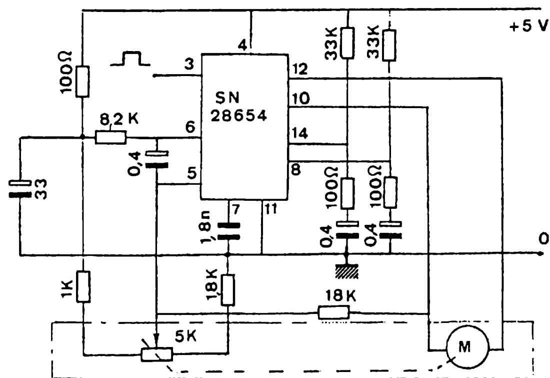


Commande de moteur AC



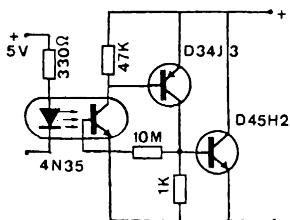
Commande de moteur DC

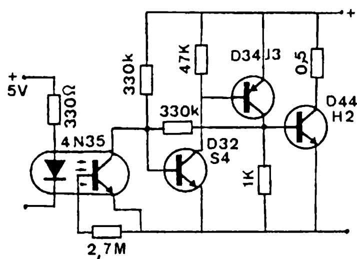
288



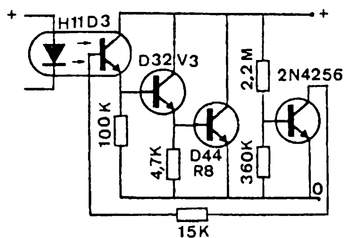
Une impulsion d'entrée sur la broche 3 est comparée à une impulsion générée par un monostable interne. L'impulsion qui résulte est allongée et appliquée à l'étage de sortie et au moteur.

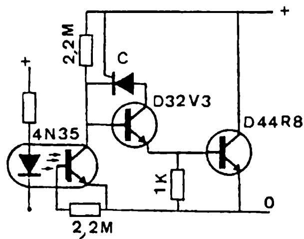
289-290 RELAIS DE PUISSANCE À COMMANDE OPTIQUE



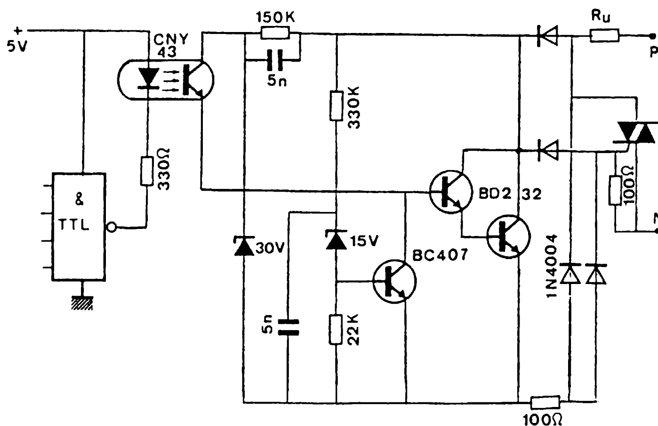


291-292





293



Ce circuit a la possibilité de couper une puissance de 2 kW.
La commande du triac se fait juste après le passage au 0 de la sinusoïde.

AMPLIFICATION

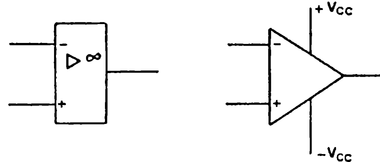
L'AMPLIFICATEUR LINÉAIRE INTÉGRÉ EN BREF

L'amplificateur linéaire intégré (ALI) est un ensemble électronique qui réunit les propriétés suivantes :
— Un gain en tension aussi élevé que possible (10^4 minimal)
— Une impédance d'entrée aussi grande que possible (10^4 ohms)
— Une impédance de sortie très faible (250 ohms)
— Un spectre de fréquences transmises sans atténuation, allant du signal continu jusqu'à une fréquence de coupure élevée
— La possibilité d'appliquer aux circuits de forts taux de contre-réaction par résistances extérieures, sans entraîner d'oscillations spontanées.

On le représente sous la forme d'un amplificateur à entrées différentielles à sortie unique.

L'entrée – est dite "inverseuse"

L'entrée + est dite "non inverseuse"

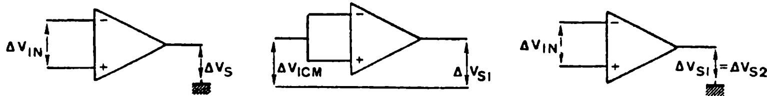


Définition des paramètres
Tension d'alimentation *(Supply Voltage)* V_{cc+}, V_{cc-}
Ce sont les tensions d'alimentation positive et négative par rapport à la masse.
Tension différentielle d'entrée (Differential Input Voltage) V_{DI}
C'est la différence de tension appliquée sur les entrées.

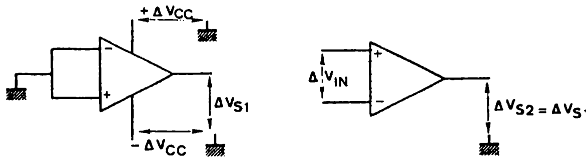


Tension d'entrée en mode commun *(Common Mode Input Voltage)* V_{ICM}
C'est la tension appliquée en phase sur les entrées par rapport au point de référence de masse.
Gain de tension différentielle *(Large Signal Voltage Gain)* A_{VD}
C'est le rapport de la variation de tension de sortie à la variation de tension différentielle d'entrée qui l'a provoquée. Ce gain est généralement exprimé en volts par millivolt.

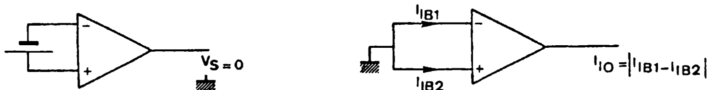
Rapport de réjection du mode commun *(Common Mode Rejection Ratio)* C_{MRR}
C'est le rapport exprimé en décibels d'une variation de tension d'entrée en mode commun provoquant une certaine variation de la tension de sortie par rapport à la variation de tension d'entrée différentielle qui aurait provoqué la même variation de la tension de sortie.



Rapport de réjection des variations d'alimentation *(Supply Voltage Rejection Ratio)* S_{VRR}
C'est le rapport exprimé en décibels d'une variation de l'une, de l'autre ou des deux tensions d'alimentation provoquant une certaine variation de la tension de sortie par rapport à la variation de tension d'entrée différentielle qui aurait provoqué la même variation de la tension de sortie.

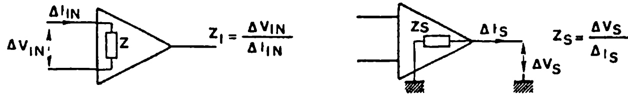


Gamme de tension d'entrée *(Input Voltage Range)* V_I
C'est la gamme de tension à l'intérieur de laquelle doit rester la tension d'entrée pour que le fonctionnement du circuit ne soit pas perturbé.
Courant d'entrée *(Input Bias Current)* I_{IB}
C'est le courant nécessaire pour assurer la polarisation des transistors d'entrée.
Tension de décalage à l'entrée ou tension d'offset *(Input Offset Voltage)* V_{ICR}
C'est la tension différentielle qui doit être appliquée à l'entrée pour annuler la tension de sortie.
Courant de décalage à l'entrée *(Input Offset Current)* I_{IO}
C'est la différence des courants de polarisation des deux entrées.

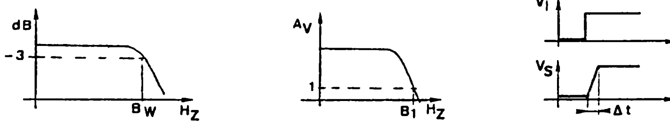


Impédance d'entrée *(Input Résistance)* Z_I
C'est le rapport d'une variation de tension d'entrée différentielle à la variation de courant différentiel correspondante.
Impédance de sortie Z_S
C'est le rapport d'une variation de la tension de sortie à la variation de courant qui l'a provoquée.

Bande passante à – 3 dB BW
C'est la fréquence pour laquelle le gain de tension différentielle en boucle ouverte est de 3 dB inférieur au gain de tension différentielle en boucle ouverte à une fréquence nulle (courant continu).



Bande passante au gain unité B_1
C'est la fréquence à laquelle le gain de tension différentielle est égal à l'unité.

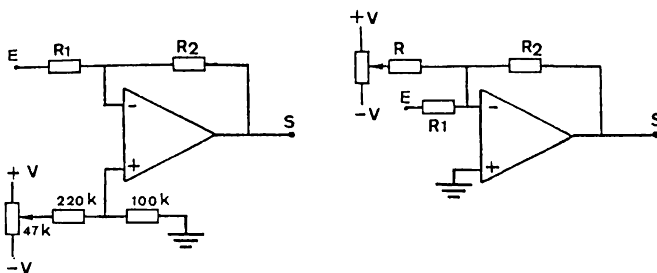


Vitesse de balayage *(Slew Rate)* S_R
C'est la pente exprimée en volts par microseconde de la droite suivie par la tension de sortie lorsqu'on applique à l'entrée un échelon de tension différentielle de grande amplitude qui ne provoque pas de saturation. Cette mesure est effectuée au gain unité.

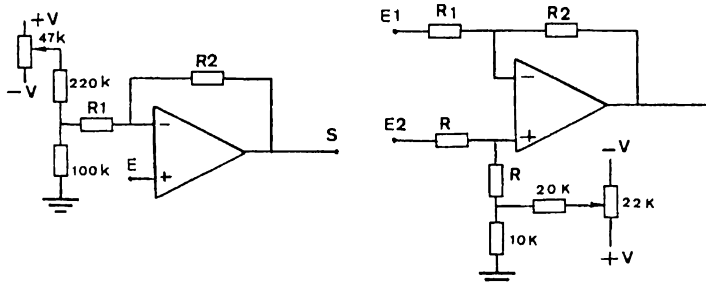
Temps de réponse en grand signaux *(Transcient Reponse Rise Time Overshoot)*
C'est le temps séparant l'application d'un échelon de tension sur l'entrée différentielle, provoquant le basculement de la tension de sortie d'une saturation à l'autre.

Compensation de fréquence optimale
C'est le réseau extérieur de résistances et de condensateurs assurant un fonctionnement stable avec la plus grande bande passante possible pour un gain en boucle fermée donné.

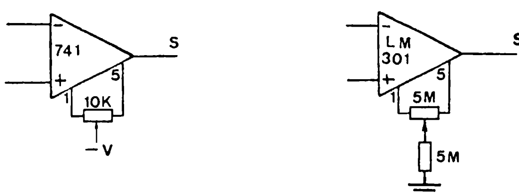
294-295 COMPENSATION DES DÉFAUTS DES AMPLIFICATEURS LINÉAIRES INTÉGRÉS (A.L.I.)



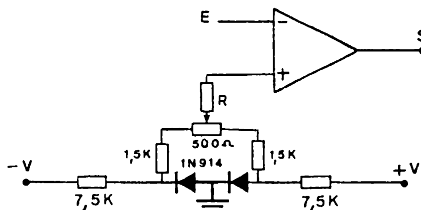
296-297



298-299



300

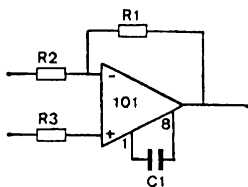


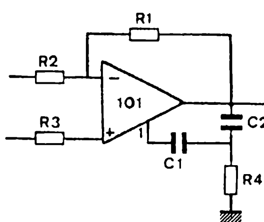
Compensation d'offset.

Ces circuits sont valables quel que soit l'ALI. Néanmoins leur intérêt se trouve accru pour les amplificateurs non munis de broche de compensation (balance).

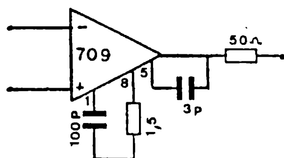
Les techniques de compensation diffèrent suivant le type de montage, pour ne pas influencer sur les autres caractéristiques du circuit.

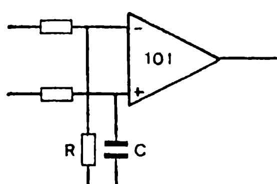
301-302 COMPENSATION DES DÉFAUTS DES AMPLIFICATEURS LINÉAIRES INTÉGRÉS (A.L.I.)



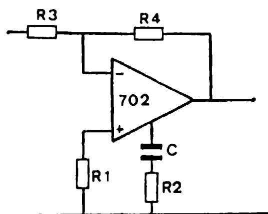


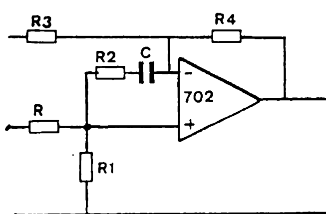
303-304



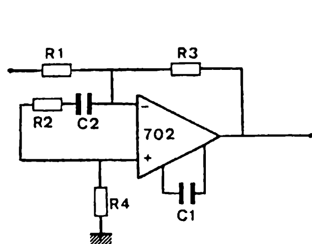


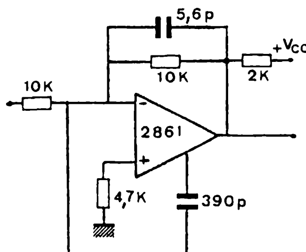
305-306





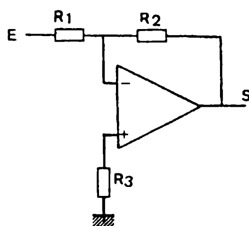
307-308

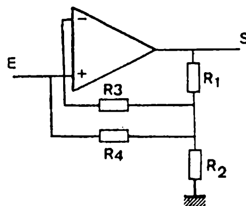




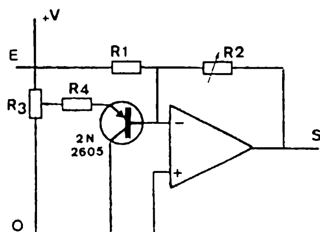
Compensation en fréquence.
Pour améliorer la courbe de réponse d'un amplificateur, on utilise des capacités de compensation. Cette capacité peut être extérieure au boîtier de l'ALI (101, 201, etc.) ou intégrée (741, 107..). Généralement, pour réduire les suroscillations de la tension de sortie, un seul composant suffit à assurer la stabilité du montage quel que soit le gain de celui-ci.

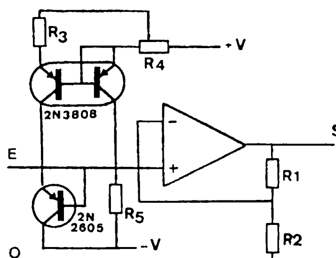
309-310 COMPENSATION DES DÉFAUTS DES AMPLIFICATEURS LINÉAIRES INTÉGRÉS (A.L.I.)





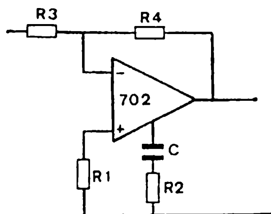
311-312

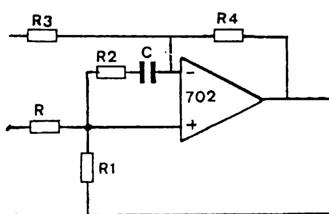




Compensation des courants de polarisation. Il existe deux méthodes pour compenser les courants de polarisation de l'étage d'entrée. L'une, passive, ne fait appel qu'à des éléments résistifs, l'autre active utilise des transistors. C'est deux méthodes sont utilisables quel que soit le type d'ALI.

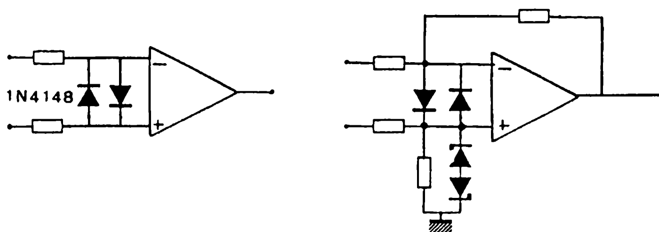
313-314



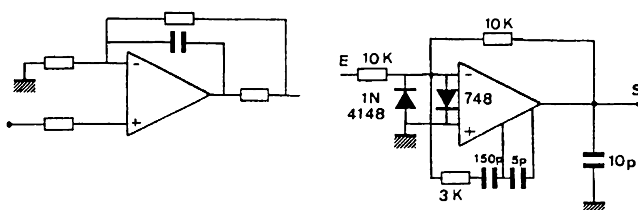


Compensation en offset et en fréquence.

315-316 PROTECTIONS DES A.L.I.

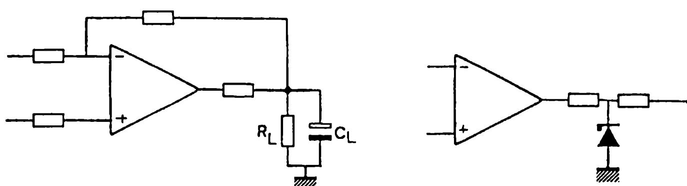


317-318



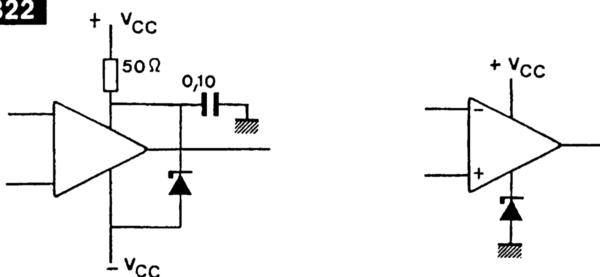
Protection des entrées.

319-320



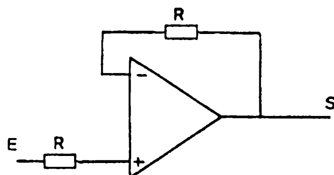
Protection des sorties.

321-322



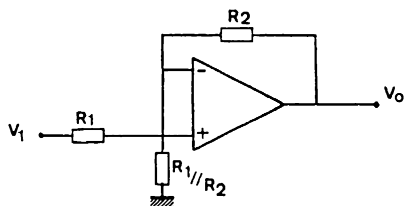
Protection des alimentations.

323 AMPLIFICATEUR SUIVEUR



Ce montage est utilisé en adaptateur d'impédance. L'amplification est sensiblement égale à l'unité.

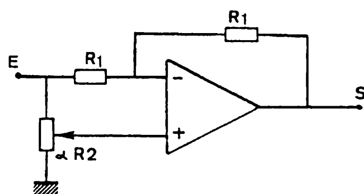
324 AMPLIFICATEUR NON INVERSEUR



Dans ce montage, l'impédance d'entrée est égale à la résistance de mode commun, c'est-à-dire forte et l'amplification sera

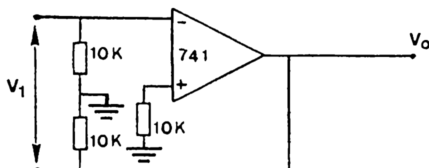
$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

325 AMPLIFICATEUR INVERSEUR NON INVERSEUR



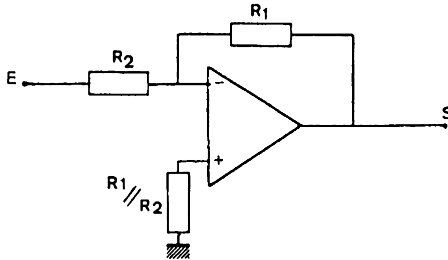
L'amplification du montage varie entre –1 et + 1 suivant la position du potentiomètre.

326 MONTAGE D'ISOLATION À TRÈS HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE



L'impédance d'entrée est ici très élevée. Ce circuit nécessite cependant une source isolée du 0 V électrique. $V_1 = V_2$.

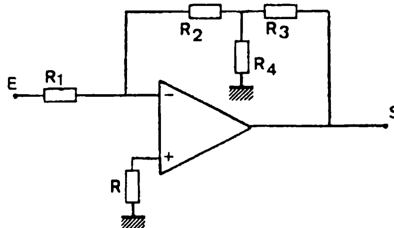
327 AMPLIFICATEURS INVERSEURS



Ce montage est à faible impédance d'entrée.

$$A_v = -\frac{R_1}{R_2}$$

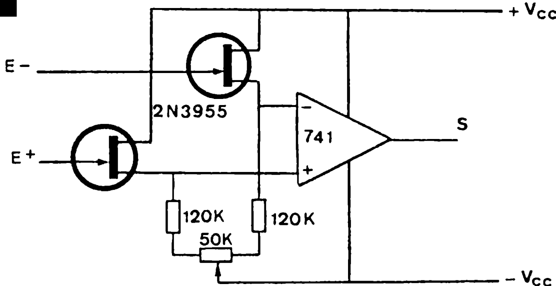
328



Ce montage est à impédance d'entrée moyenne.

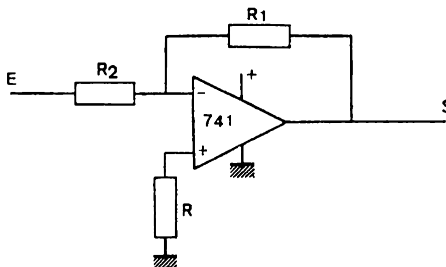
$$\frac{V_0}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_2}\right)$$

329



Ce montage est à haute impédance d'entrée.

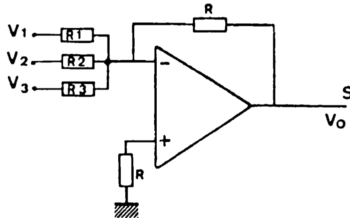
423



Dans ce montage, qui n'a pas d'alimentation négative, l'entrée et la sortie ont un point commun qui est flottant par rapport à la masse.

$$A_v = -\frac{R_1}{R_2}$$

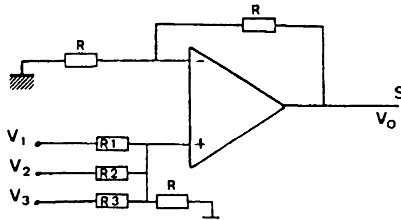
331 MONTAGES DE BASE DES A.L.I. - SOMMATEUR INVERSEUR



La résistance d'entrée sur une branche n est Rn. On a ici

$$V_0 = -R\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_n}{R_n}\right)$$

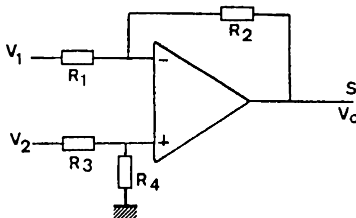
332 SOMMATEUR NON INVERSEUR



L'association de ce montage avec un sommateur inverseur constitue un additionneur-soustracteur à plusieurs entrées.

$$V_0 = R\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_n}{R_n}\right)$$

333 AMPLIFICATEUR SOUSTRACTEUR ou différentiel



Dans ce montage nous avons

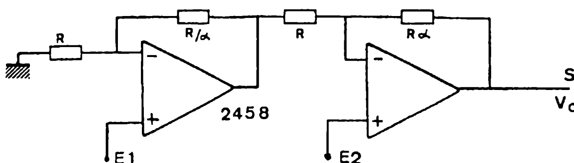
$$V_0 = V_2\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) - V_1 x \frac{R_2}{R_1}$$

si $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$

le montage fonctionne en amplificateur différentiel avec

$$\frac{V_0}{V_1} = \frac{R_2}{R_1(V_2 - V_1)}$$

326 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL À HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE

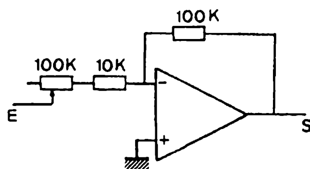


Ce circuit combine les propriétés du montage non inverseur et du montage différentiel avec

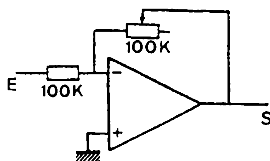
$$V_0 = (V_2 - V_1)(a + 1)$$

Le taux de réjection en mode commun est fonction de l'appariement des résistances de contre-réaction.

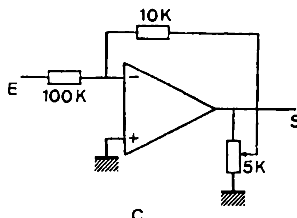
335-336-337 RÉGLAGE EN CONTINU DE L'AMPLIFICATION D'UN A.L.I.



A



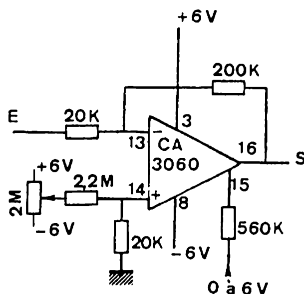
B

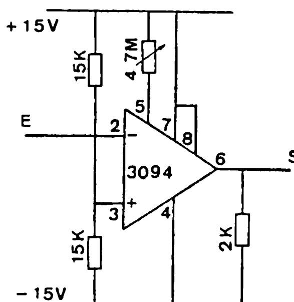


C

On obtient un réglage en continu de l'amplification en utilisant des résistances réglables aux endroits appropriés. Pour le montage A, l'amplification peut être réglée entre 0,9 et 10, mais la résistance d'entrée s'en trouve modifiée. Le montage B permet un réglage de l'amplification 0 et 1. Le montage C est le plus universel.

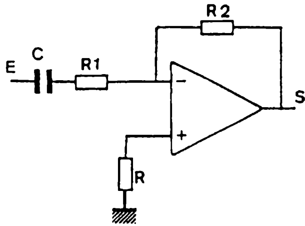
338-339



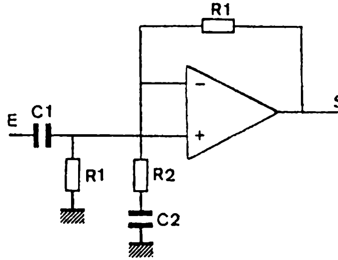


Certains ALI fournissent un courant de sortie proportionnel à un courant de polarisation (CA 3060 par exemple). Dans ces amplificateurs le courant de polarisation définit la pente g_m donc le gain de l'amplificateur. Ce courant fait varier la transconductance de 0,38 mmho à 35 mmho. On notera que l'amplification est liée à la relation $A = g_m.Rl$.

340-341 AMPLIFICATEURS ALTERNATIFS

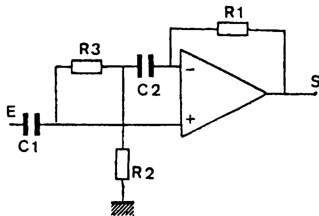


Inverseur

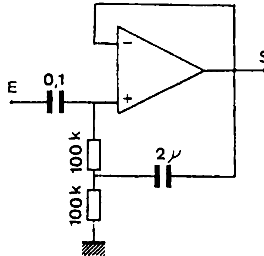


Non inverseur

342-343

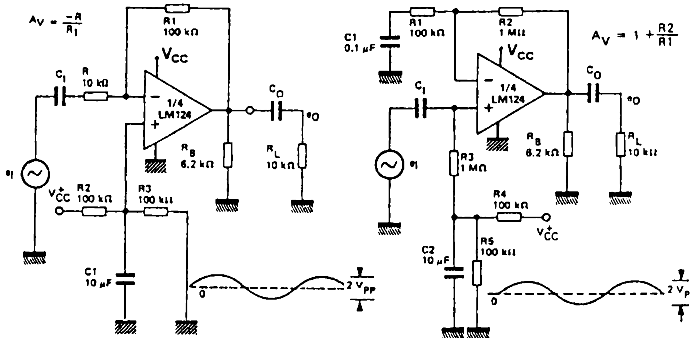


R1 = R2 + R3
C1 R3 = C2 R2

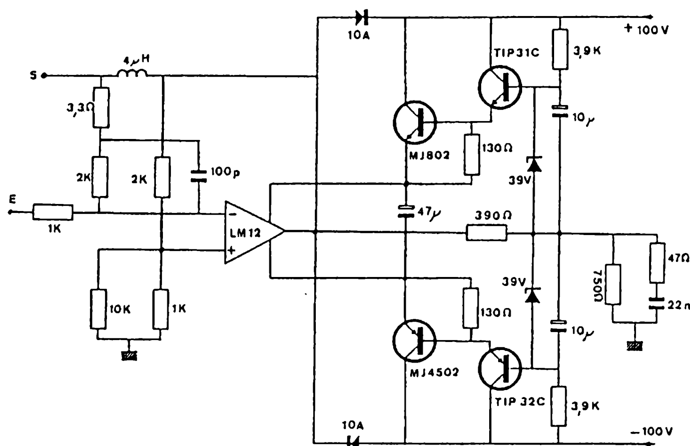


Montages à haute impédance d'entrée.

344-345

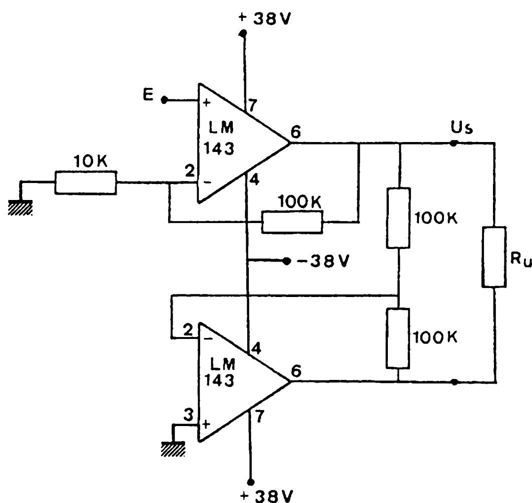


Montages à alimentation simple.



Nous obtenons pour ce montage une tension de sortie de ± 90 V et un courant de ± 10 A et ceci pour un gain de 30 dB.

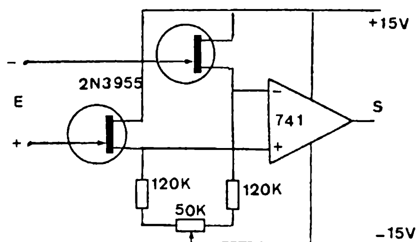
347



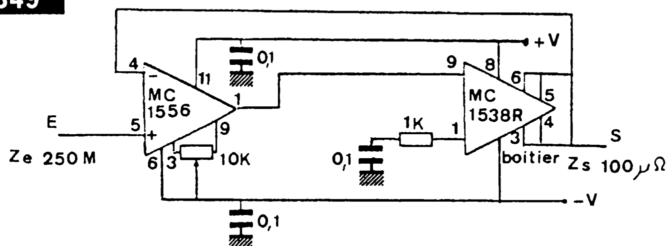
Amplificateur 130 V_{cc}

La mise en parallèle des amplificateurs opérationnels permet d'obtenir une haute tension aux bornes de la charge qui sera isolée de la masse. La puissance dissipée peut être dans notre exemple de 680 mW avec une tension d'entrée différentielle de ± 40 V.

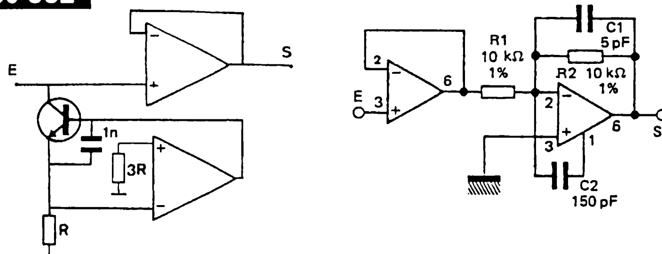
348 AMPLIFICATEURS À HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE



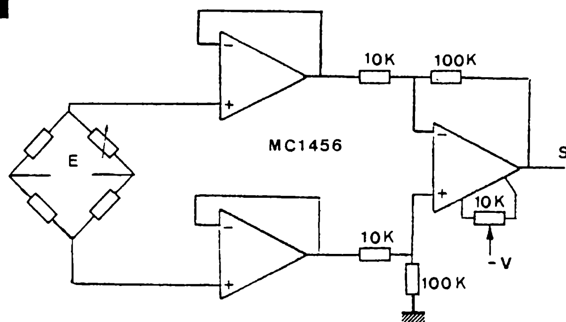
349



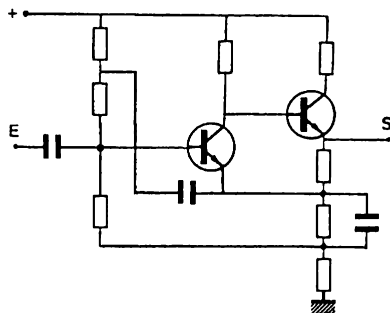
350-351



352

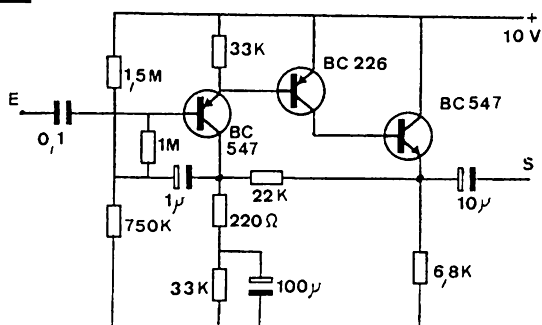


353 AMPLIFICATEURS À HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE



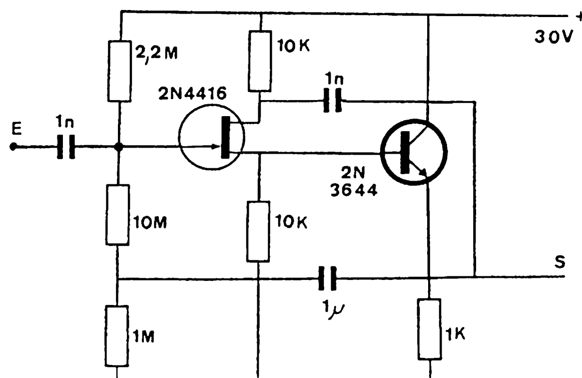
Montage "bootstrap".

354



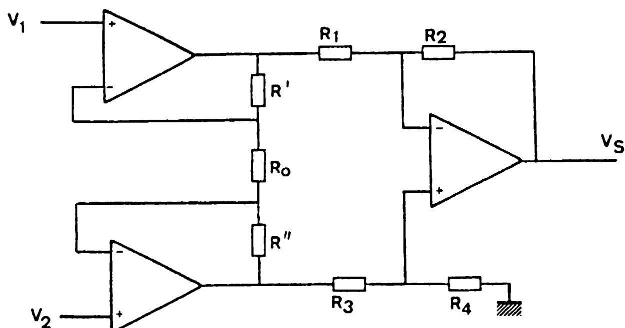
La résistance d'entrée peut être de 30 MW si T_1 a un gain de 100. Dans cet exemple, l'amplification est de 100 avec une résistance de sortie de 150 Ω.

355



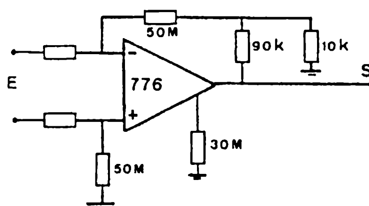
Ce montage permet d'obtenir un amplificateur à haute impédance d'entrée avec un gain égale à l'unité.

356 357 AMPLIFICATEURS DIFFÉRENTIATEURS À HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE



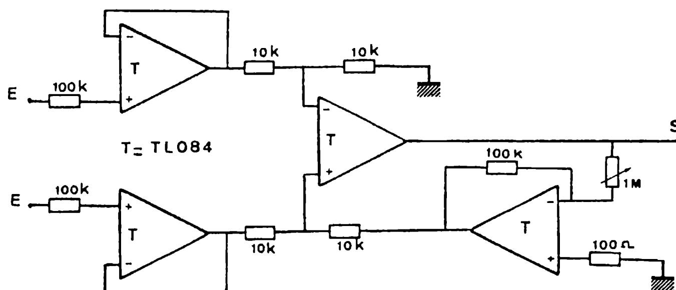
Si on choisi les valeurs des résistances de telle manière que R2/R1 = R4/R3 la tension de sortie sera :

$$V_s = \left(1 + \frac{R'}{R_0} + \frac{R''}{R_0}\right) x \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$



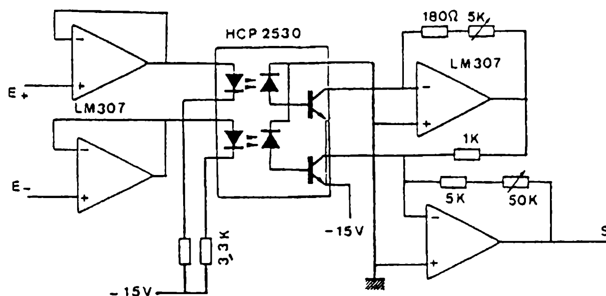
Ce montage qui utilise un 776 présente une impédance d'entrée élevée (> 70 MΩ) avec un faible courant d'alimentation.

358 AMPLIFICATEUR À TRÈS HAUTE IMPÉDANCE D'ENTRÉE



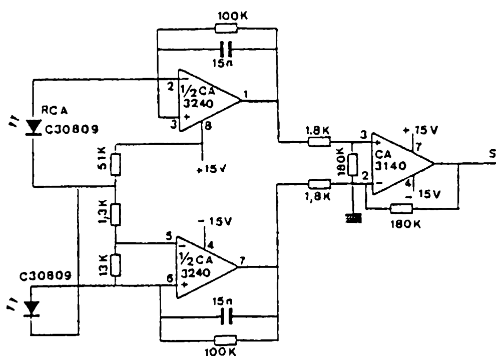
Ce montage utilise des amplificateurs JFET, contenus dans un même boîtier, ce qui lui procure une très haute impédance d'entrée.

359 AMPLIFICATEURS DIFFÉRENTIELS OPTIQUES



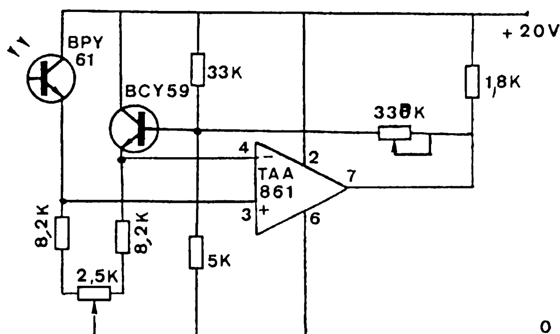
Dans ce montage présenté par Hewlett-Packard, le courant d'entrée de l'un des isolateurs s'accroît d'une quantité égale à celle qui vient en déduction de l'autre.

360



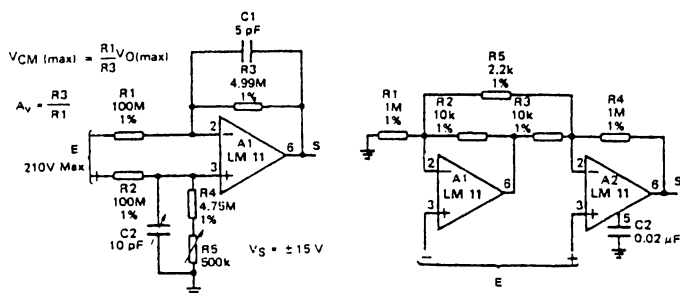
Détecteur lumineux différentiel.
Dans ce montage si D_1 est active, la tension de sortie sera positive, elle sera négative pour D_2 active.

361

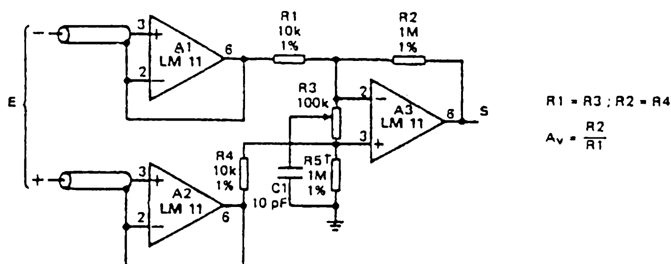


L'utilisation d'un phototransistor et d'un transistor permet de compenser les dérives thermiques de la tension de sortie. P permet d'ajuster le gain de l'amplificateur.

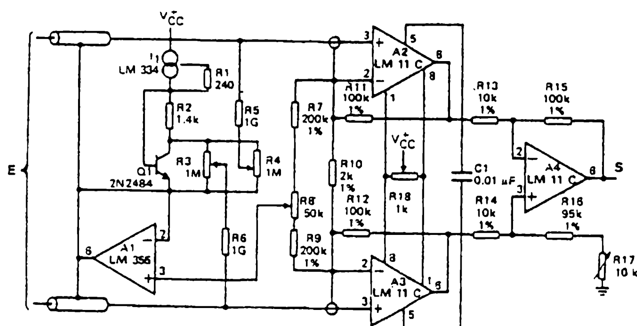
362-363 AMPLIFICATEURS DIFFÉRENTIATEURS



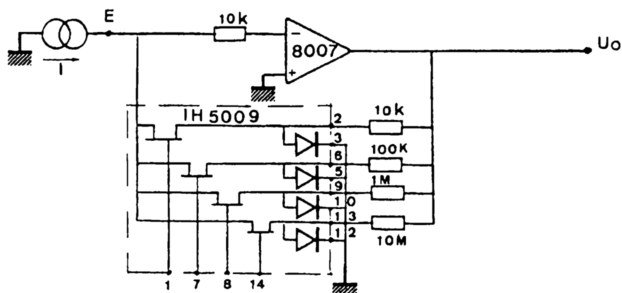
364



365

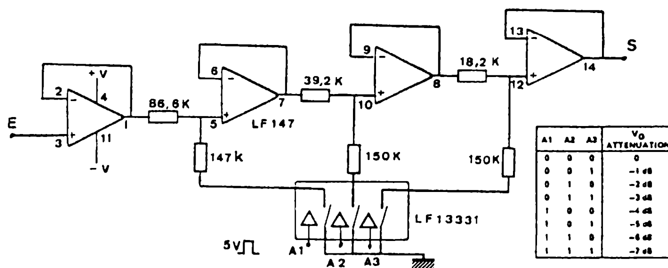


366 AMPLIFICATEUR À GAIN PROGRAMMABLE



La commutation de l'élément R, par le commutateur IH 5009 (Intersil), permet de choisir le gain de l'amplificateur opérationnel.
Le signal de commande peut être issu d'un circuit TTL ou MOS.

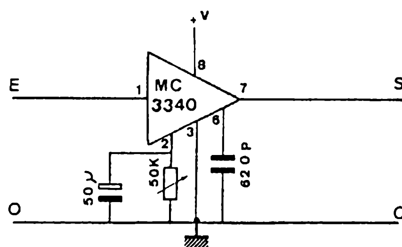
367 ATTÉNUATEUR PROGRAMMABLE



A1	A2	A3	V_O ATTENUATION
0	0	0	0
0	0	1	−1 dB
0	1	0	−2 dB
0	1	1	−3 dB
1	0	0	−4 dB
1	0	1	−5 dB
1	1	0	−6 dB
1	1	1	−7 dB

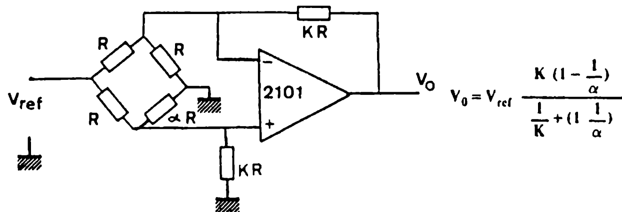
L'emploi d'un LF 147 permet dans ce montage une Haute impédance d'entrée et ne demande pas de réglage d'offset.

368 ATTÉNUATEUR ÉLECTRONIQUE



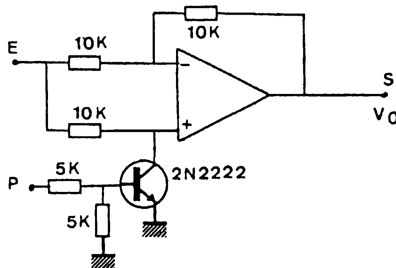
Ce montage est un amplificateur alternatif dans lequel le gain est réglé par une composante continue. Il peut être utilisé comme volume contrôle dans un amplificateur BF.

369 AMPLIFICATEUR POUR PONT DE JAUGE



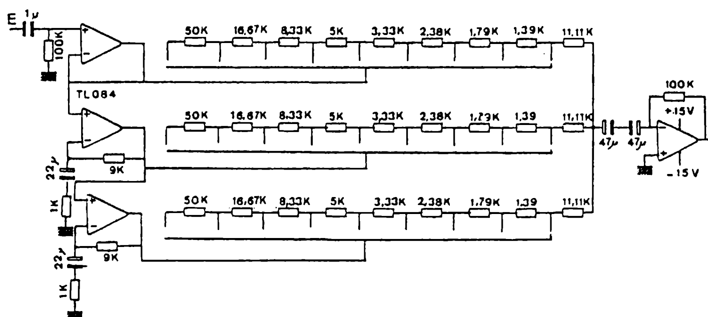
Ce montage permet des tensions de sortie relativement grandes.

370 INVERSEUR À POLARITÉ

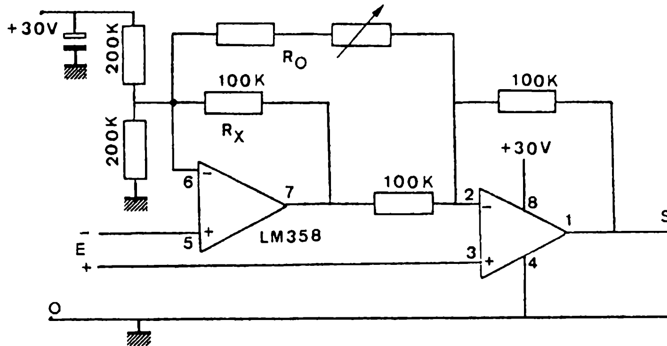


Pour inverser la tension de sortie *Vo*, on utilise un signal de commande logique. Nous avons pour $P = 1$, $A_v = -1$ et pour $P = 0$, $A_v = 1$.

371 AMPLIFICATEUR À GAIN ÉTALONNÉ (1 À 999)



372 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

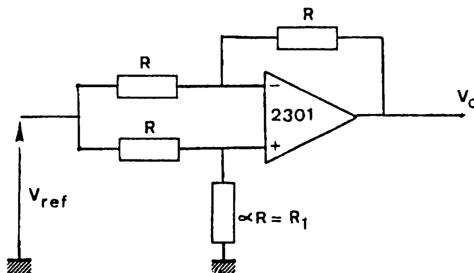


Le gain du circuit

$$A_v = 2 + \frac{2R_x}{R_0}$$

peut être compris entre 1 et 1000 (Application PMI).

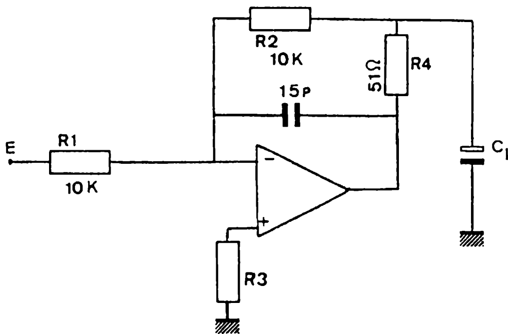
373 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL EN PONT



La résistance R_1, varie sous l'effet d'un paramètre physique extérieur (température, contrainte, etc.)

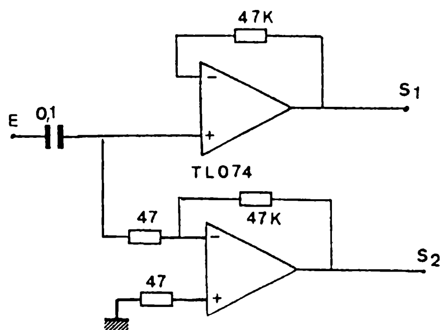
$$V_0 = V_{ref}\left(\frac{a-1}{a+1}\right)$$

374 AMPLIFICATEUR SUR CHARGE CAPACITIVE



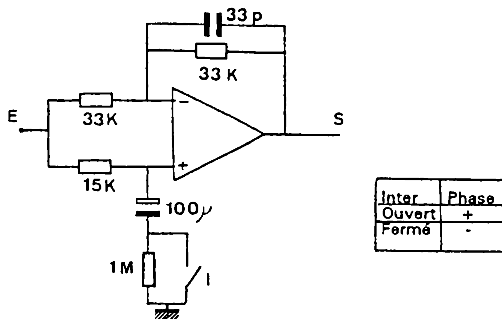
Avec ce circuit, la charge capacitive est isolée de l'entrée.
Elle ne réagit donc pas sur celle-ci.
L'impédance de sortie est ici de 50 Ω, elle sera fonction de R_4.

375 AMPLIFICATEUR À SORTIES SYMÉTRIQUES



Cet amplificateur permet d'obtenir des signaux déphasés de 180°.

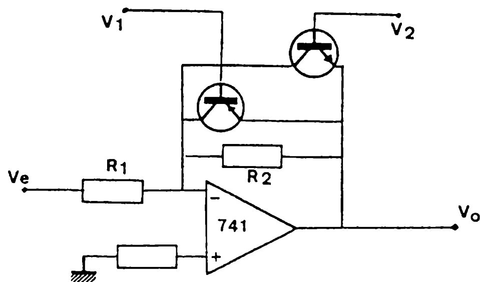
376 AMPLIFICATEUR INVERSEUR/NON INVERSEUR



Inter	Phase
Ouvert	+
Fermé	-

Ce circuit sera utilisé lorsqu'on aura besoin ou non d'une inversion de phase.

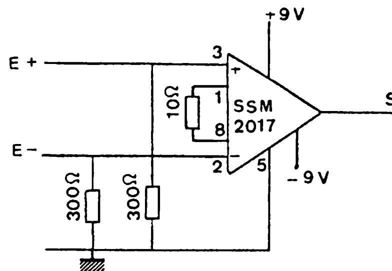
377 LIMITEUR À SEUILS VARIABLES



Dans ce montage, la saturation est proportionnelle aux tensions V_1 et V_2. Pour $V_1>V_e>V_2$ nous avons :

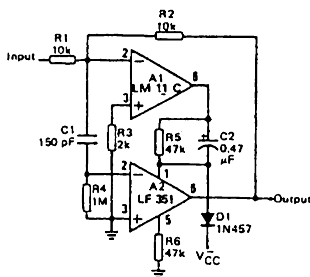
$$V_0 = V_2\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

378 AMPLIFICATEUR À TRÈS FAIBLE BRUIT

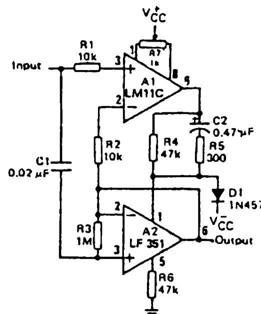


Le SSM 2017 (Analogue Devices) est un amplificateur spécialement conçu pour réaliser un circuit préamplificateur à taux de bruit extrêmement faible.

379-380 AMPLIFICATEURS À TEMPS DE MONTE RAPIDE

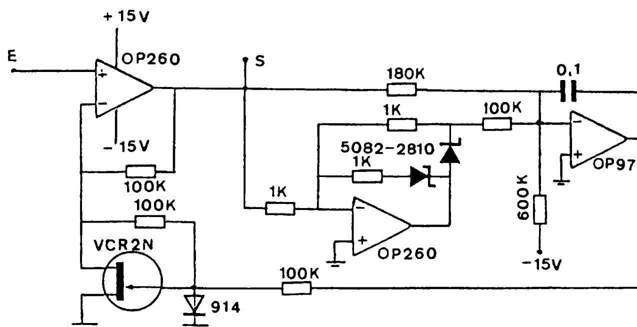


Montage inverseur



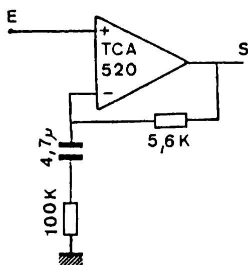
Montage non inverseur

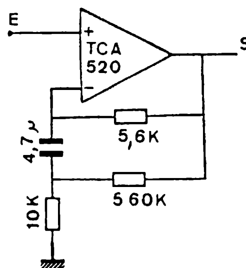
381 AMPLIFICATEUR À BANDE PASSANTE PLATE



L'utilisation d'un amplificateur à contre-réaction en courant permet d'obtenir une bande passante plate quel que soit le gain BF.

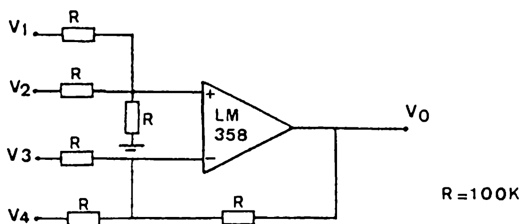
382-383 AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS À FAIBLE BRUIT





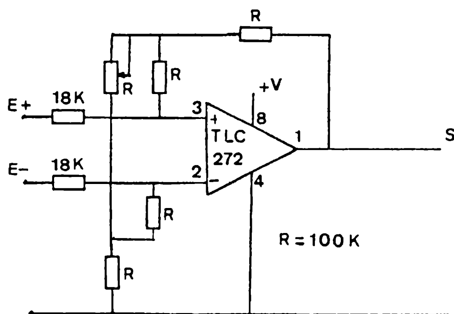
Les éléments résistifs de ces amplificateurs doivent être de qualité (couche métallique) afin d'obtenir un bruit inférieur à 30 nV/V.

384 AMPLIFICATEUR ADDITIONNEUR À FAIBLE BRUIT



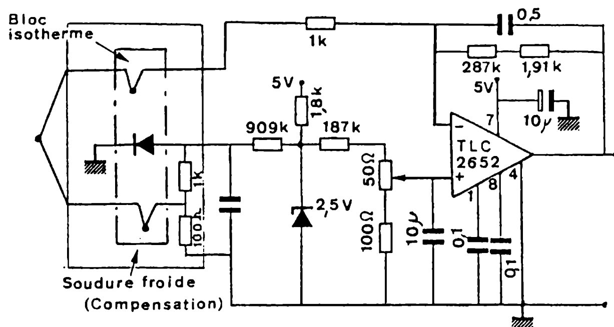
$V_0 = V_1 + V_2 - V_3 - V_4.$

385 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL AJUSTABLE



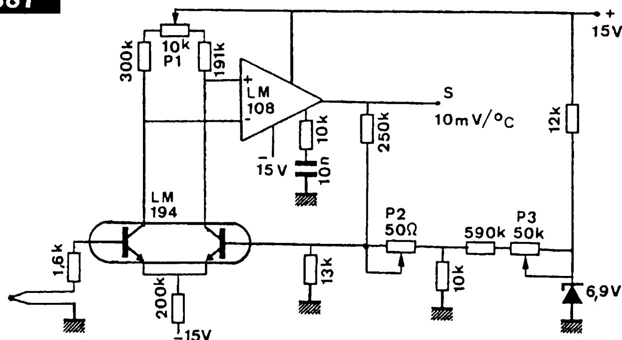
Ce montage permet le réglage de l'amplification différentielle par un seul potentiomètre.

386 AMPLIFICATEURS POUR THERMOCOUPLES



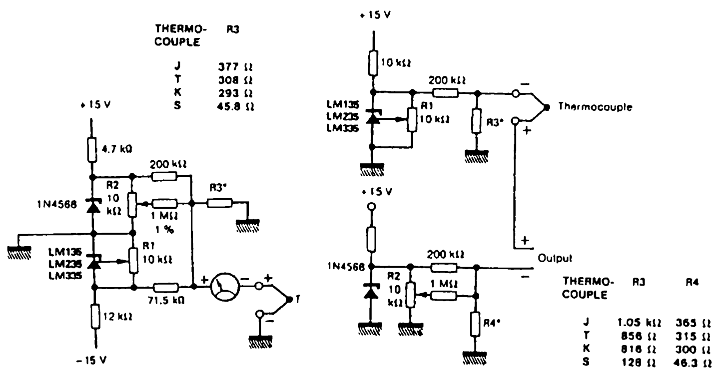
La sortie de cet amplificateur offre une variation de tension de 3 mV/°C dans la gamme 25°C à 100 °C.

387



Dans ce circuit proposé par NS, nous avons une compensation de la soudure froide (P_1). Après réglage du 0 avec P_2 et P_3, on peut obtenir avec un thermocouple Chromel-Alumel, 10 mV/°C avec une très grande précision.

388-389

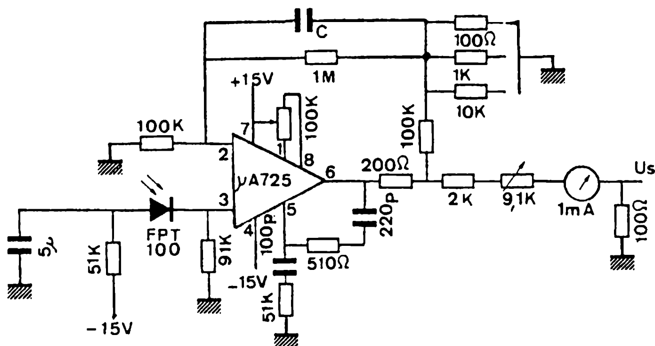


THERMO-COUPLE	R3
J	377 Ω
T	308 Ω
K	293 Ω
S	45.8 Ω

THERMO-COUPLE	R3	R4
J	1.05 kΩ	365 Ω
T	856 Ω	315 Ω
K	816 Ω	300 Ω
S	128 Ω	46.3 Ω

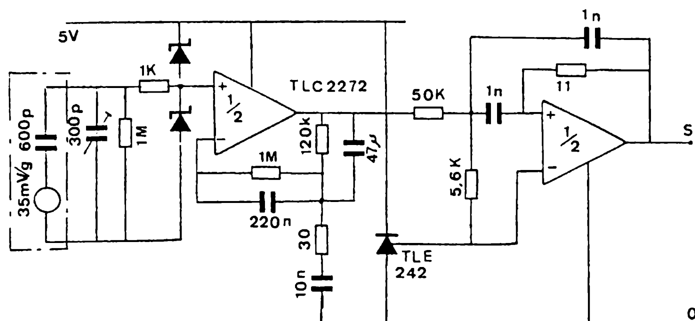
Ces montages permettent la compensation de la soudure froide.

390 AMPLIFICATEUR POUR PHOTODIODE

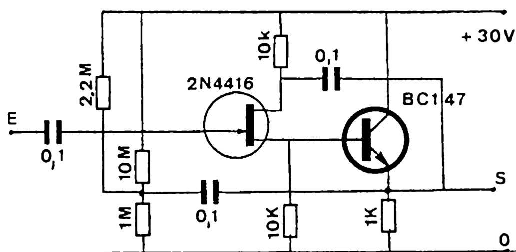


Ce circuit proposé par Fairchild permet d'amplifier le signal reçu par une photodiode dans le cas de la reproduction d'un enregistrement optique. La bande passante sera fonction de *C*.

391 AMPLIFICATEURS POUR CAPTEUR PIÉZOÉLECTRIQUE

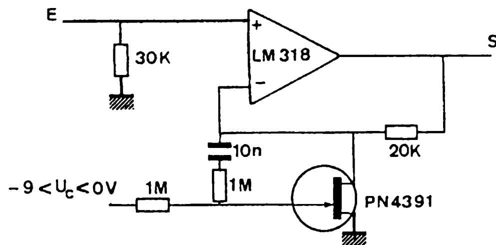


392



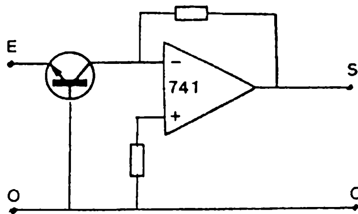
On obtient ici une impédance d'entrée supérieure à 100 MΩ avec une capacité d'entrée inférieur à 0,25 pF.

393 AMPLIFICATEUR À GAIN VARIABLE



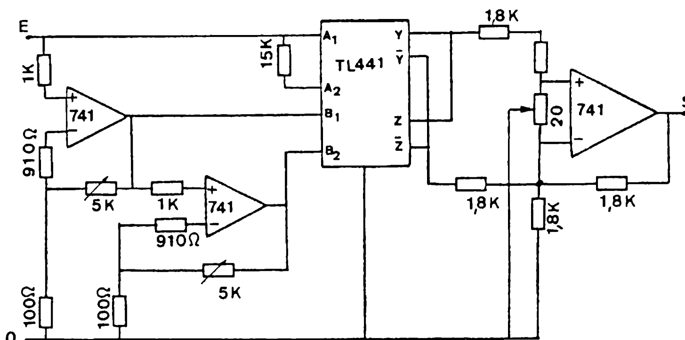
L'amplification est ici fonction de la tension de commande U_c. Elle peut varier de 0 à 1000 avec une tension de sortie inférieure à 8,5 V_{eff}. La bande passante peut être de 20 kHz.

394 AMPLIFICATEUR EXPONENTIEL

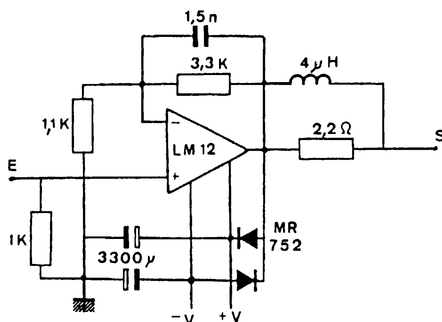


Ce circuit est un amplificateur anti-logaritmique qui utilise un transistor NPN pour des signaux négatifs. Un transistor PNP permettrait de traiter des signaux d'entrée positifs.

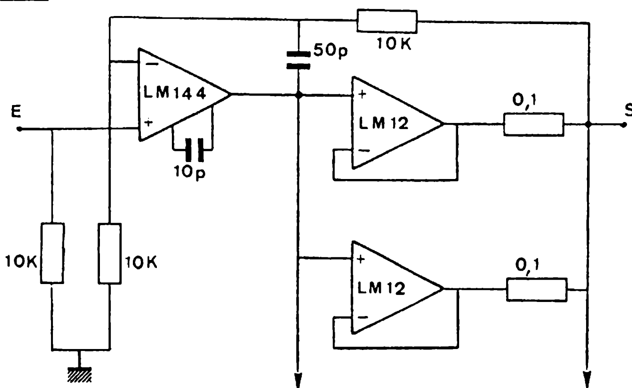
395 AMPLIFICATEUR LOGARITHMIQUE



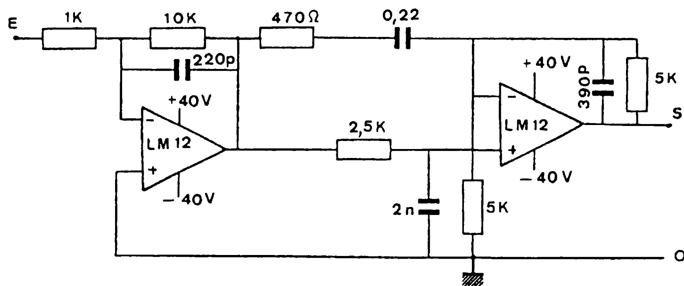
396



397

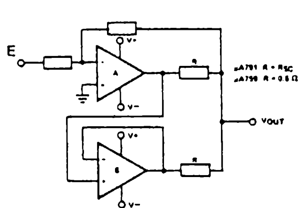


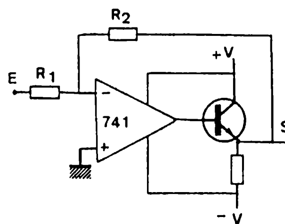
398



Le LM 12 (National Semiconductor) est un amplificateur opérationnel capable de délivrer un courant de ± 10 A sous une tension de ± 35 V et ceci pour une tension d'alimentation ± 40 V. La puissance maximale du circuit peut être, pour un signal sinusoïdale, de 150 W avec une distorsion de 0,01%.

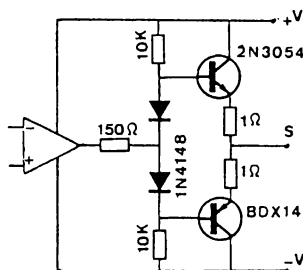
399-400 AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

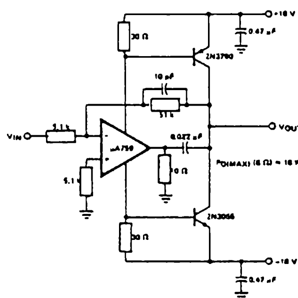




Pour augmenter la puissance d'un amplificateur opérationnel, on peut les monter en parallèle.

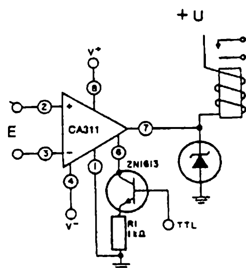
401-402



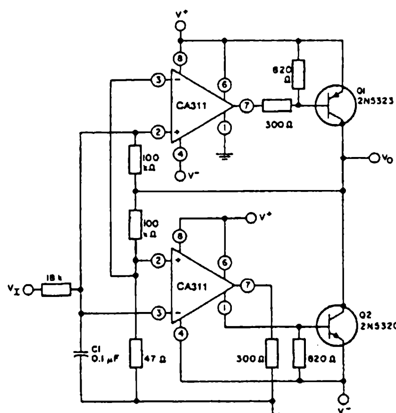


Le courant de sortie peut atteindre une valeur de 250 mA sans distorsion appréciable.
Ce circuit est applicable à n'importe quel montage : l'élément de contre-réaction sera alors connecté en sortie de l'étage de puissance.

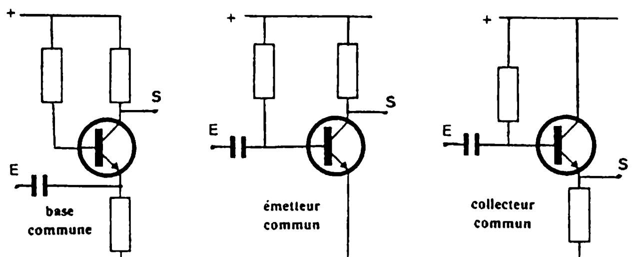
403-404



Commande de relais.



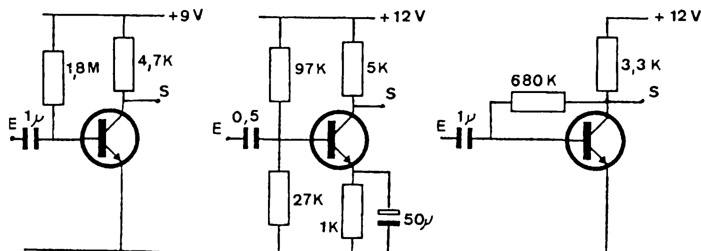
405-406-407 AMPLIFICATION À TRANSISTOR (Montages de base)



	BC	EC	CC
Amplification en courant	1	fort	fort
Amplification en tension	fort	fort	1
Amplification en puissance	moyen	fort	faible
Impédance d'entrée	faible	moyen	fort
Impédance de sortie	fort	moyen	faible
Fréquence de coupure	forte	faible	dépend de R_c

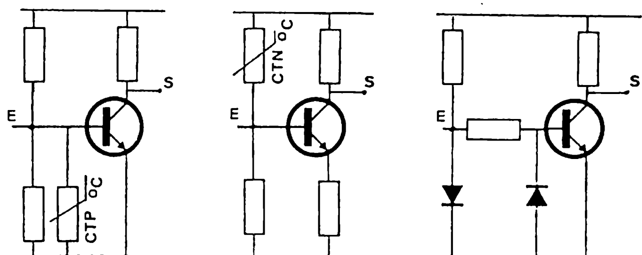
408-409-410

Polarisation



411-412-413

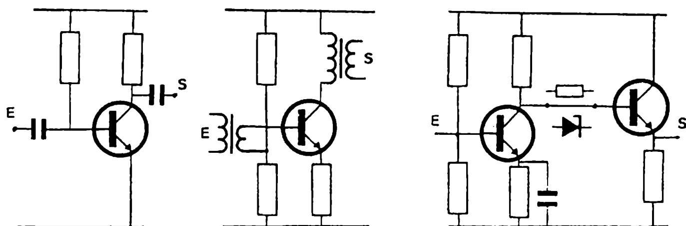
Compensation de l'effet thermique



Les éléments de compensation sont généralement déterminés expérimentalement.

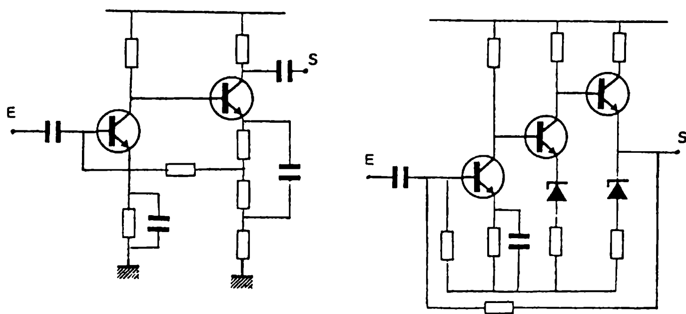
414-415-416 AMPLIFICATION À TRANSISTORS (Montages de base)

Liaison entre étage



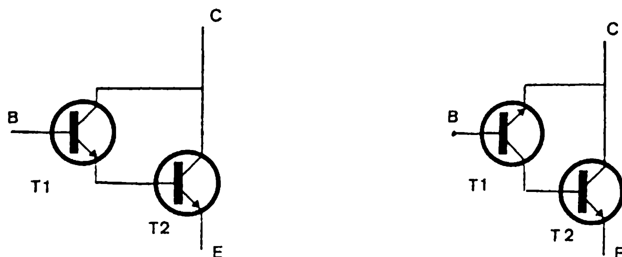
Dans une liaison par condensateur, la valeur de C sera relativement grande afin que le maximum de puissance soit disponible dans la résistance d'entrée du montage suivant.
La liaison par transformateur est utilisée lorsque l'on désire une bonne adaptation d'impédance, mais comme les transformateurs sont encombrants, cette liaison est peu utilisée.
Les liaisons continues peuvent s'effectuer directement ou par un élément résistif ou encore par diode zéner.

417-418



419-420

Montages Darlington



Le montage Darlington est composé de deux transistors.
Nous avons généralement pour T_2 un transistor de puissance et pour T_1 un transistor de moyenne puissance.
L'avantage de ce montage est d'obtenir une amplification et une résistance d'entrée très grande.
$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1.\beta_2$



AMPLIFICATION AUDIOFRÉQUENCES

Pour obtenir le label *haute fidélité* un amplificateur doit répondre aux normes rappelées ci-après :

Caractéristiques	**Normes**
Puissance	10 W min
Bande passante	40 Hz à 16 kHz ≤ ± 1,5 dB
Distorsion	≤ 0,7 % entre 40 Hz et 16 kHz
Rapport signal/bruit	≥ 55 dB

Caractéristiques d'un amplificateur :
Puissance d'un amplificateur
C'est la puissance efficace maximale que peut restituer un amplificateur pour un taux de distorsion maximal de 10 %. Elle est donnée pour une charge bien définie

$$\left(P = \frac{U_2}{R}\right)$$

Courbe de réponse d'un amplificateur (bande passante) : C'est la courbe représentative du gain en tension (G_v) en fonction de la fréquence (f). La variation de f étant très importante, une échelle logarithmique est adoptée pour l'axe des abscisses. En général le gain en tension d'un amplificateur peut être considéré comme constant tant que la fréquence reste comprise entre deux limites f_1 et f_2 ; de part et d'autre de cet intervalle, G_v décroît.
Pratiquement on admet que le domaine d'utilisation de l'amplificateur est limité par les fréquences f_i et f_s pour lesquelles l'affaiblissement de G_v est de 3 dB par rapport à la valeur maximale de ce gain. L'intervalle f_s-f_i est appelé la bande passante. f_s et f_i sont appelée fréquence de coupure.

Rapport signal/bruit (bruit de fond) : Il s'exprime en décbels (dB) et correspond au rapport signal utile/signal parasite. Les signaux parasites proviennent du «ronflement» résiduel du secteur et du souffle dû aux circuits de l'amplificateur.

Impédance de sortie et d'entrée : C'est la résistance à un courant alternatif mesurée en watts. Elle indique le nombre d'ohms des sorties et des entrées des divers maillons d'une chaîne HI-FI. Le raccordement de ces différents éléments doit tenir compte de l'impédance de chacun d'eux.

Gain d'un amplificateur (le décibel) : Pour une charge résistive, la puissance d'entrée d'un amplificateur est

$$P_e = R_e \times I_e^2 = \frac{U_s^2}{R_e}$$

et la puissance de sortie

$$P_s = R_s \times I_s^2 = \frac{U_s^2}{R_s}$$

soit une amplification en puissance de :

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_s}{R_e} \times \frac{I_s^2}{I_e^2} \text{ ou } A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_s}{R_e} \times \frac{U_s^2}{U_e^2}$$

Lorsque plusieurs étages sont en série nous avons une amplification en puissance de

$$A_p = A_{p_1} \times A_{p_2} \times A_{p_3} \times \ldots;$$

or il est plus facile par le calcul, d'effectuer des sommes que des multiplications. Ceci revient à prendre dans l'expression ci-dessus le logarithme en base 10 de chacun des termes soit :

$$\lg A_{p_1} = \lg\left(A_{p_1} \times A_{p_2} \times A_{p_3}\right)$$

$\lg A_{p_1}$ s'exprime en Bels et se nomme gain soit : $G_{p(bels)} = \lg A_p$

En pratique le bel est une unité trop grande et l'on utilise son sous multiple, le décibel (dB). Nous avons $G_{p(bels)} = 10 \lg A_p$

Exemples : Si $A_p = 1$ il n'y a pas d'amplification $G_p = 10 \lg 1 = 0$ dB
Si $A_p = 100$ nous avons $Gp = 10 \lg 100 = 20$ dB
Si $A_p = 0{,}1$ nous avons une atténuation $Gp = 10 \lg 0{,}1 = -10$ dB

Gain en tension : L'amplification en tension est :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} \quad \text{soit} \quad A_p = \frac{R_e}{R_s} Av^2, \text{ c'est-à-dire } G_p = \lg \frac{R_e}{R_s}\left(\frac{V_s}{V_s}\right)^2 = 10 \lg \frac{R_e}{R_s} + 20 \lg \frac{V_s}{V_e}$$

Dans le cas ou le quadripôle est fermé sur son impédance caractéristique ($R_s = R_e$), nous avons

$$G_p = 20 \lg \frac{V_s}{V_e} = 20 \lg \frac{I_s}{I_e}$$

Pour exprimer le gain en tension ou en courant par le même nombre que le gain en puissance, on pose :

$$G_{p(bels)} = 10 \lg A_p$$

$$G_{v(bels)} = 20 \lg \frac{V_s}{V_e}$$

$$G_{i(bels)} = 20 \lg \frac{I_s}{I_e}$$

Niveau de référence : On ne peut exprimer, en décibels, qu'un rapport entre deux puissances, deux tensions, ou deux intensités, et non directement une puissance, une tension ou une intensité. Or, il sera commode d'y parvenir. On décide pour cela, de prendre arbitrairement un niveau de référence. Pour les puissances, par exemple, le niveau 0 dB est le plus souvent défini comme celui d'une puissance de 1 mW dans une résistance de 600 ohms, ce qui correspond, toujours dans 600 ohms, à une tension de 0,775 V. On mesure donc en fait un rapport, mais dont le dénominateur égale l'unité.
Il reste possible de se référer à d'autres impédances que 600 W.

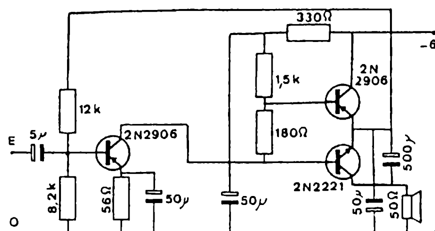
Les niveaux de tension, pour 0 dB, s'en trouvent modifiés :

Impédance (Ω)	**Tension pour 0 dB** (V)	
50	0,2236	
75	0,2739	tensions
600	0,7746	
4	2	
8	2,828	puissances
16	4	

Note : On utilise parfois les logarithmes népériens ; nous avons alors

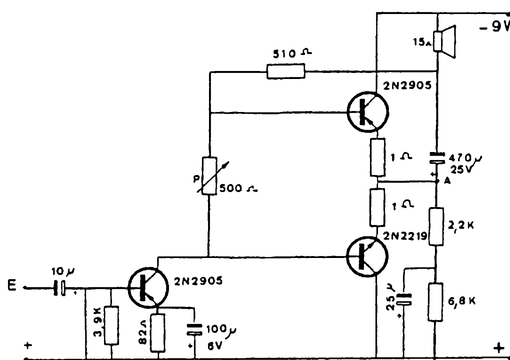
1 ln = 0,8686 dB et 1 dB = 1,151

421 AMPLIFICATEUR À TRANSISTORS 0,5 W



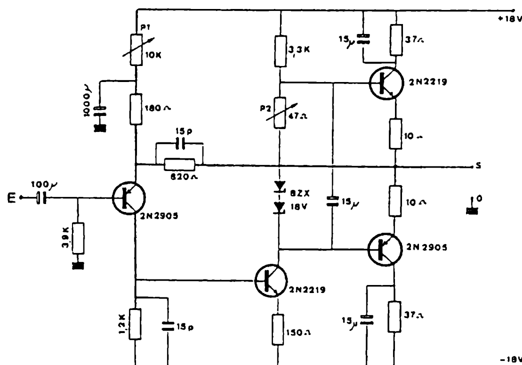
$V_A = 6$ V
$P = 0{,}5$ W
$Z_s = 15\ \Omega$
$Z_e = 1\ \text{k}\Omega$
$G_v = 52$ dB

422 AMPLIFICATEUR À TRANSISTORS 0,8 W



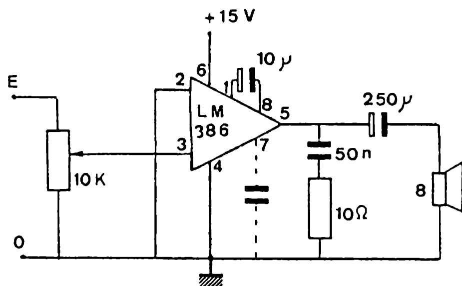
$V_A = 12$ V
$P = 0{,}8$ W
$Z_s = 50\ \Omega$
$Z_e = 5\ \text{k}\Omega$
$G_v = 20$ dB

423 AMPLIFICATEUR À TRANSISTORS 1 W



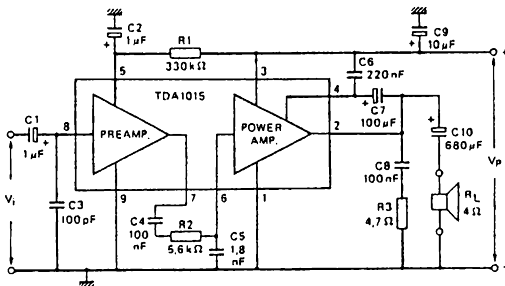
$V_A = \pm 18$ V
$P = 1$ W
$Z_s = 50\ \Omega$
$Z_e = 1\ \text{k}\Omega$
$G_v = 15$ dB

424 AMPLIFICATEUR 0,5 W (LM 386 NS)



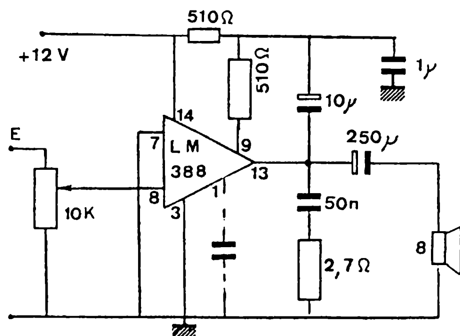
V_A = 15 V
P = 0,5 W
Z_s = 8 Ω
Z_e = 22 kΩ
G_v = 48 dB

425 AMPLIFICATEUR 1 W (TDA 1015 RTC)



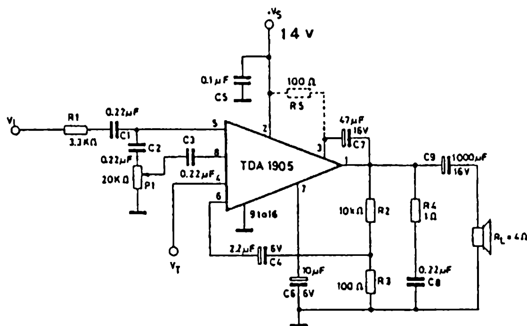
V_A = 6 V
P = 1 W
Z_s = 8 Ω
Z_e = 100 kΩ
G_v = 55 dB

426 AMPLIFICATEUR 1,5 W (LM 388 NS)



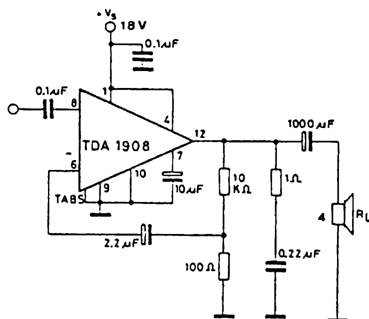
V_A = 12 V
P = 1,5 W
Z_s = 8 Ω
Z_e = 50 kΩ
G_v = 46 dB

427 AMPLIFICATEUR 5 W (TDA 1905 SGS THOMSON)



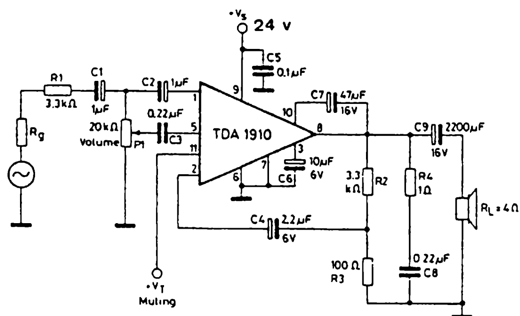
V_A = 14 V
P = 5 W
Z_s = 4 Ω
Z_e = 100 kΩ
G_v = 30 dB

428 AMPLIFICATEUR 8 W (TDA 1908 SGS-THOMSON)



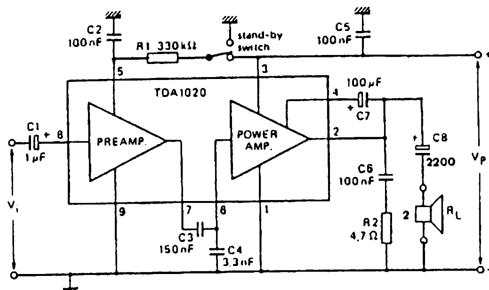
V_A = 18 V
P = 8 W
Z_s = 4 Ω
Z_e = 100 kΩ
G_v = 30 dB

429 AMPLIFICATEUR 10 W (TDA 1910 SGS-THOMSON)



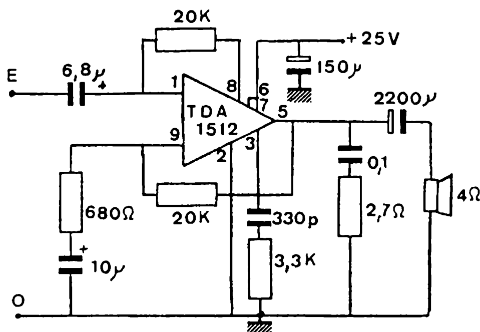
V_A = 24 V
P = 10 W
Z_s = 4 Ω
Z_e = 20 kΩ
G_v = 30 dB

430 AMPLIFICATEUR 12 W (TDA 1020 RTC)



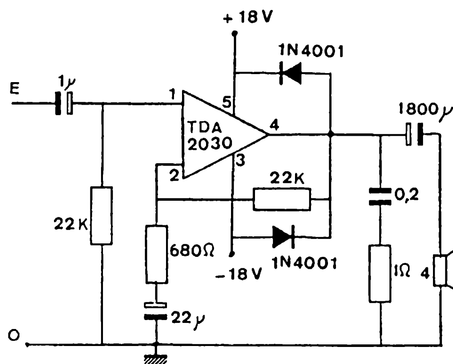
V_A = 14 V
P = 12 W
Z_s = 4 Ω
Z_e = 50 kΩ
G_v = 48 dB

431 AMPLIFICATEUR 15 W (TDA 1512 RTC)



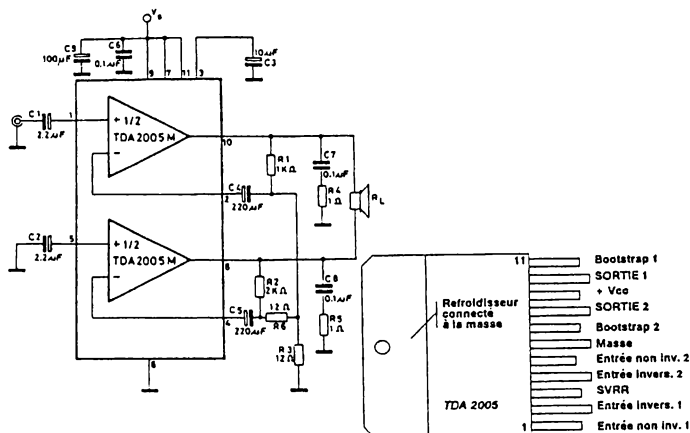
V_A = 25 V
P = 15 W
Z_s = 4 Ω
Z_e = 100 kΩ
G_v = 30 dB

432 AMPLIFICATEUR 18 W (TDA 2030 THOMSON)



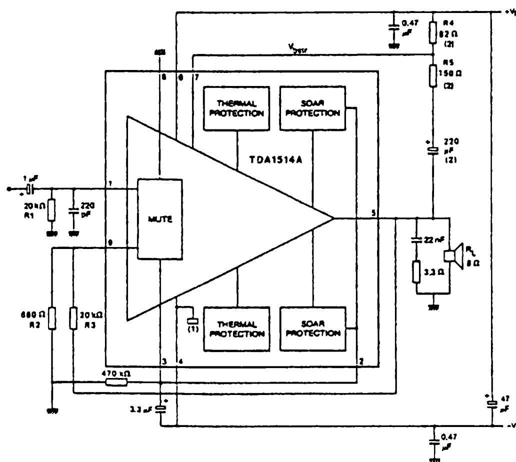
V_A = ± 18 V
P = 18 W
Z_s = 4 Ω
Z_e = 22 kΩ
G_v = 30 dB

433 AMPLIFICATEUR 20 W (TDA 2005 SGS-THOMSOM)



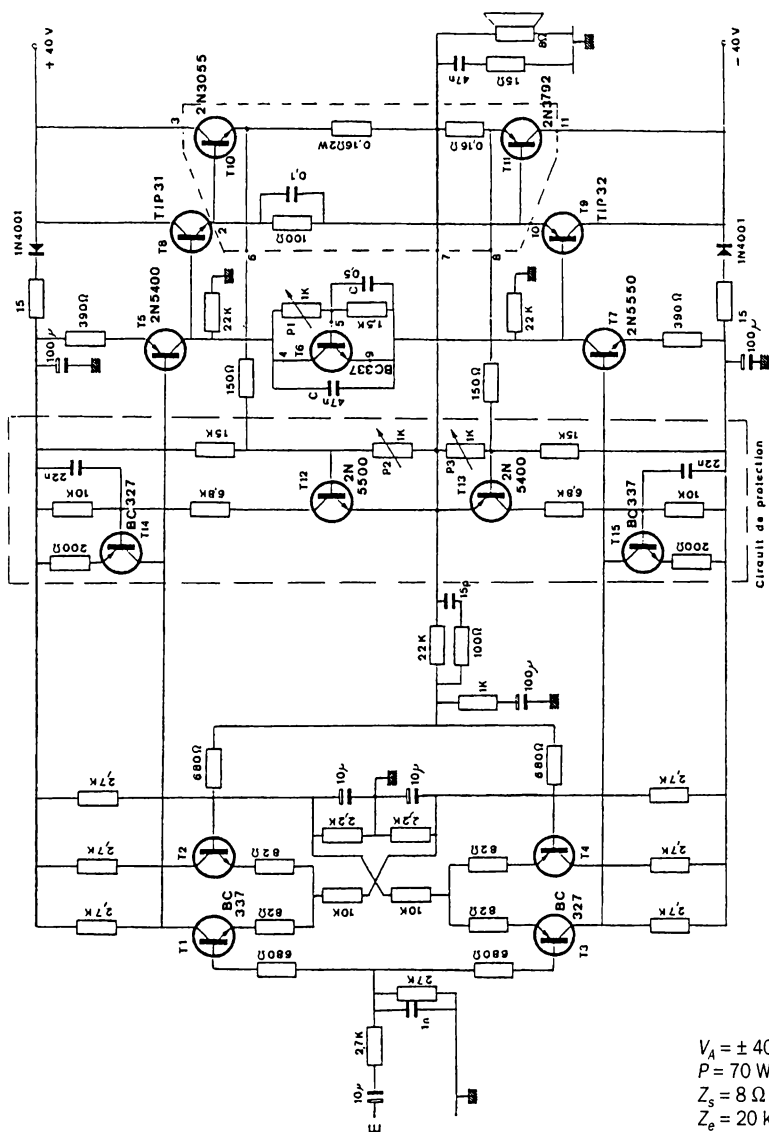
V_A = 14,5 V
P = 20 W
Z_s = 4 Ω
Z_e = 10 kΩ
G_v = 40 dB

434 AMPLIFICATEUR 40 W (TDA 1514 RTC)



V_A = ± 23 V
P = 40 W
Z_s = 8 Ω
Z_e = 20 kΩ
G_v = 30 dB

AMPLIFICATEUR À TRANSISTORS 70 W



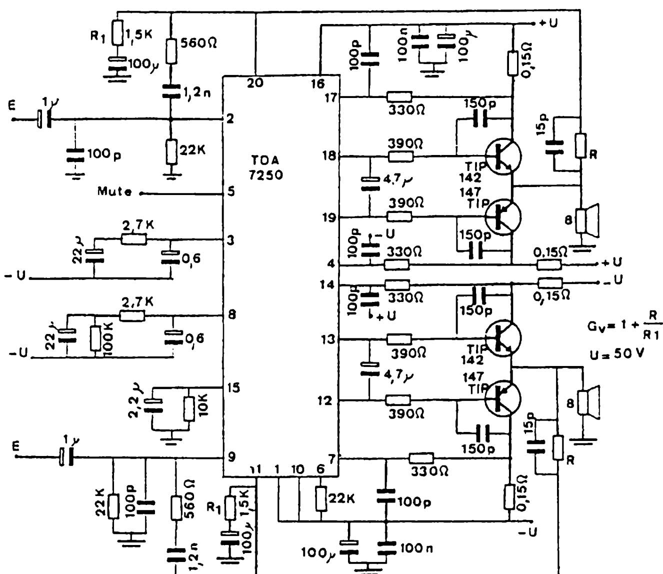
$V_A = \pm 40$ V
$P = 70$ W
$Z_s = 8\ \Omega$
$Z_e = 20\ k\Omega$

436 AMPLIFICATEURS 120 W

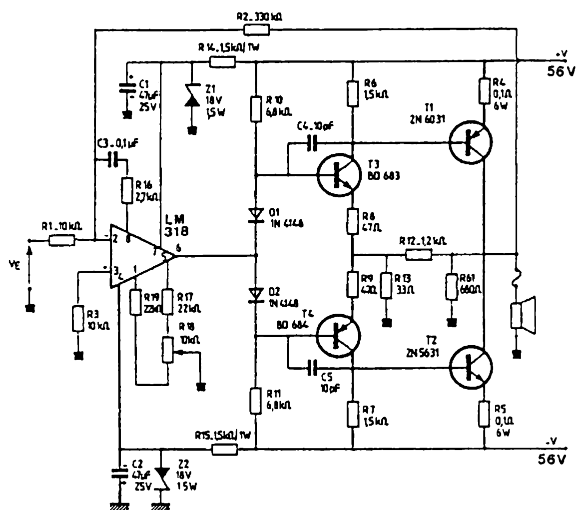
437

438

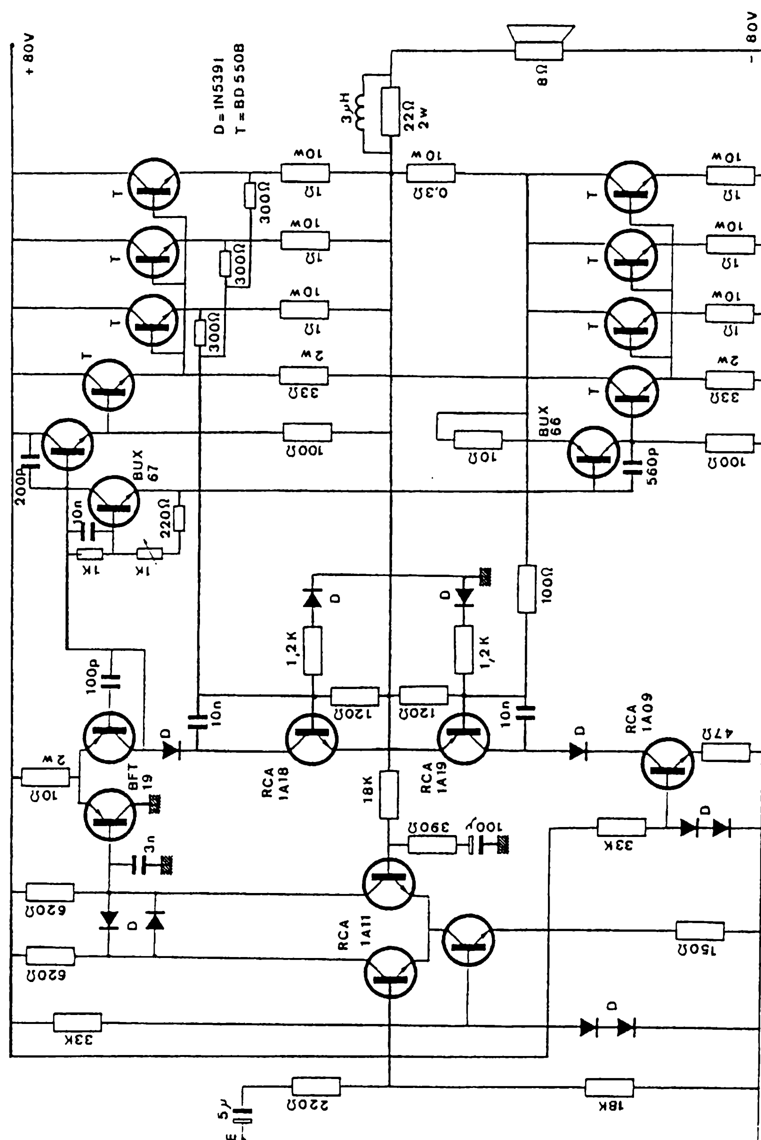
439 AMPLIFICATEUR 15 W À 130 W (TDA 7250 SGS-THOMSOM)



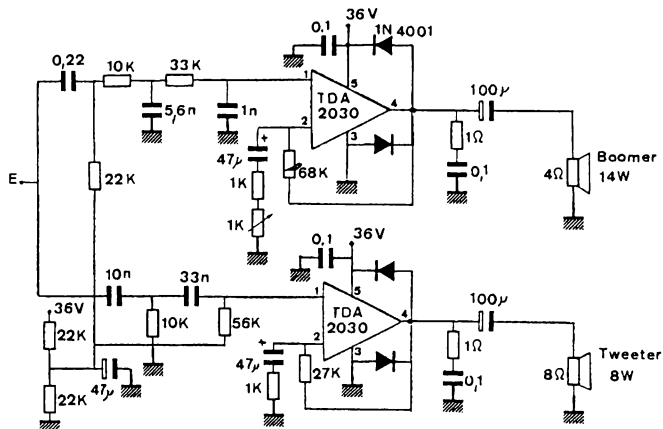
440



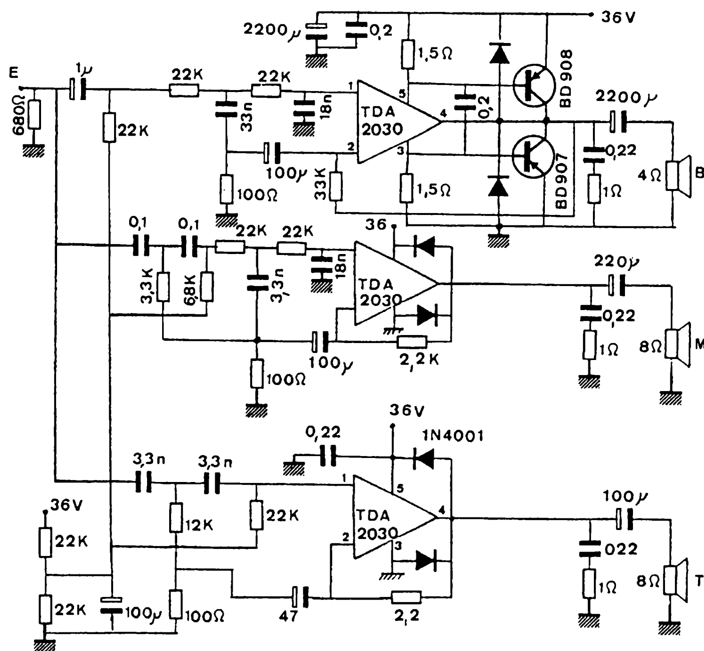
441 AMPLIFICATEUR 200 W



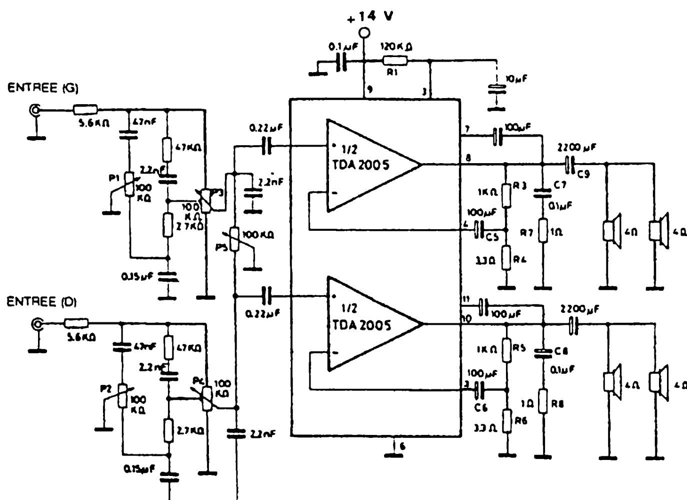
442 AMPLIFICATEUR DEUX VOIES



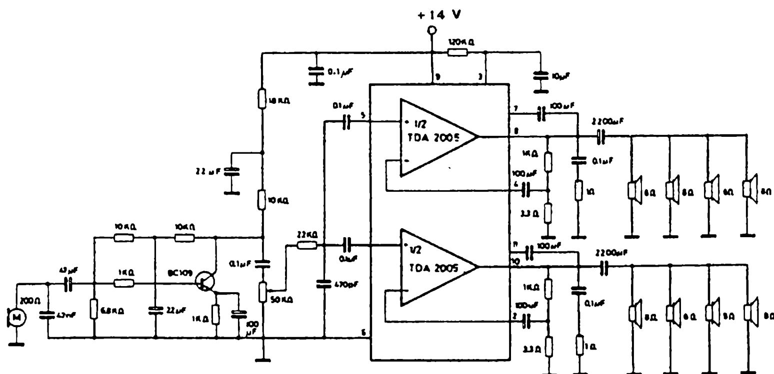
443 AMPLIFICATEUR TROIS VOIES (60 W)



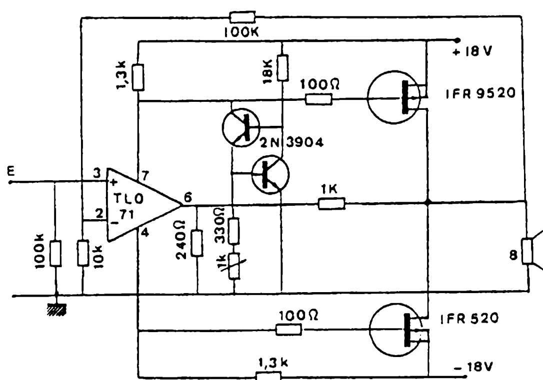
444 AMPLIFICATEUR STÉRÉO 2x10 W (avec balance et tonalité)



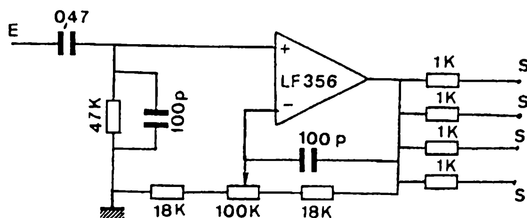
445 AMPLIFICATEUR 2x10 W POUR CAR



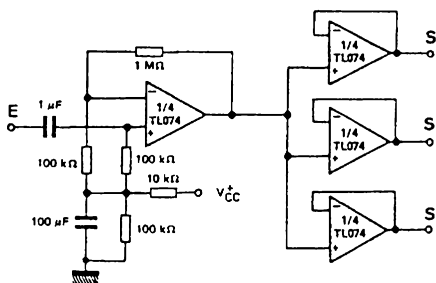
446 AMPLIFICATEUR 20 W À MOSFET



447 AMPLIFICATEUR DE DISTRIBUTION AUDIO



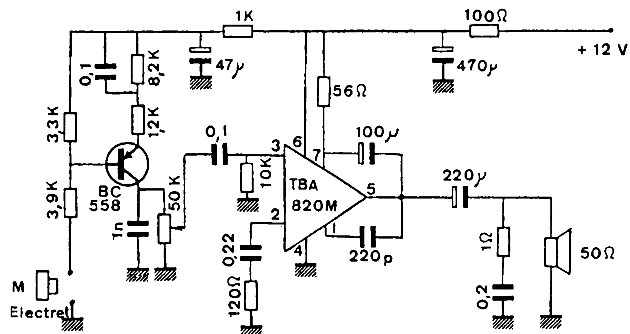
448



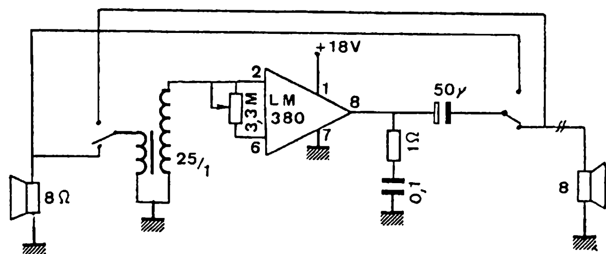
Ce montage utilise un quadruple amplificateur opérationnel à effet de champ. Il permet ainsi, dans un très faible encombrement, d'alimenter trois amplificateurs de puissance.

449 AMPLIFICATEUR STÉRÉO POUR PICK-UP CÉRAMIQUE

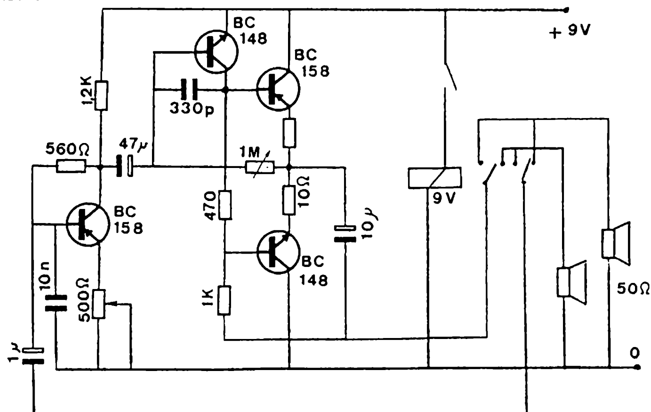
450 INTERPHONES



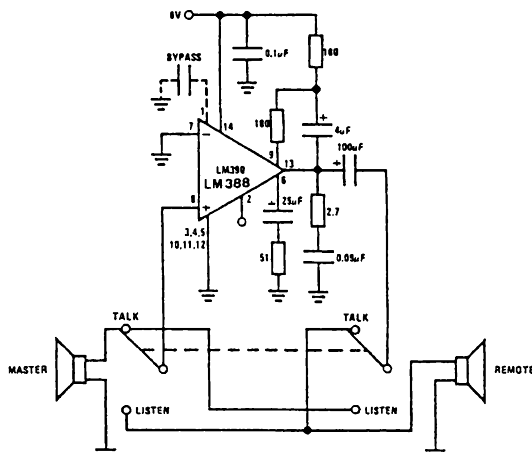
451



452

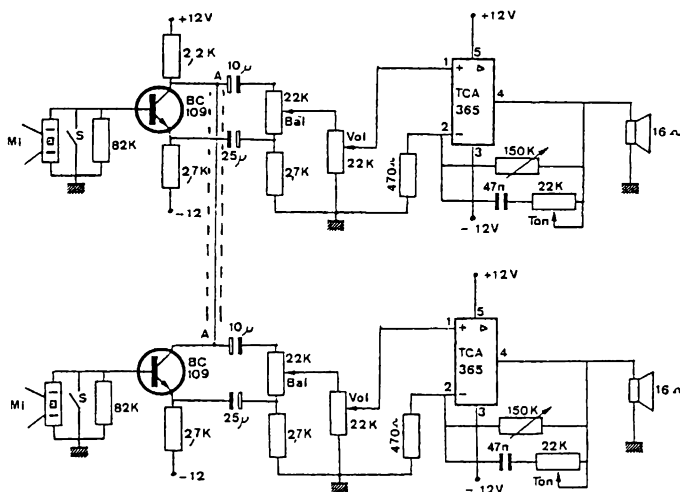


453 INTERPHONE



Le LM 388 est un amplificateur BF de puissance (1,5 W). Il est utilisé ici pour réaliser un interphone économique.

454 INTERPHONE BIDIRECTIONNEL



Cet interphone, de puissance 1 W, à l'avantage d'être bidirectionnel. Les transistors T_1 et T_2 ont pour rôle d'adapter les microphones à cristal et d'effectuer un déphasage réglable par la balance afin d'éviter les accrochages.



CIRCUITS AUDIOFRÉQUENCES

Cette fonction regroupe tous les dispositifs qui permettent d'améliorer ou de modifier la reproduction d'une onde sonore.

Définition

Balance : dispositif permettant d'équilibrer les voies droite et gauche d'un ensemble stéréo.

Bruit blanc : Signal électrique comportant toutes les fréquences du spectre audible, avec une même énergie.

Bruit rose : Signal électrique comportant toutes les fréquences du spectre audible, avec une même énergie égale par octave (bruit blanc filtré).

CAF ou AFC : Contrôle automatique de fréquence. Il est assuré par un circuit électronique permettant de rattraper et de maintenir de façon très précise l'accord sur un émetteur en FM en dépit d'un mauvais réglage initial ou d'une éventuelle dérive.

CAG : Contrôle automatique de gain. Dispositif destiné à maintenir à peu près constant le niveau de sortie lorsque le niveau du signal capté par l'antenne varie.

Compresseur - Expanseur - Réducteur de bruit : voir Dolby.

Correcteur de timbre : Réglages mis à la disposition de l'utilisateur pour modifier la courbe de réponse des circuits de préamplification. Ils permettent d'adapter le cas échéant les caractéristiques des enceintes à l'acoustique du local.

D.N.L. (dynamic noise limiter) : Système réducteur de bruit de bande magnétique.

Dolby : Système extension/compression utilisé pour réduire le bruit de la bande magnétique. Il nécessite un codage préalable au niveau de l'enregistrement (d'ou nécessité pour la lecture, d'un appareil possédant ce système).

Equalizer : Système qui regroupe un ensemble de réglages et qui permet d'amplifier ou d'atténuer des plages de fréquences, modifiant ainsi la courbe de réponse d'un système de reproduction sonore.

Filtre physiologique : Appelé «contour» ou «présence» ou «loudness». Il est utilisé à bas niveau d'écoute. Afin de tenir compte des propriétés de l'oreille humaine on relève les fréquences extrêmes graves et aiguës.

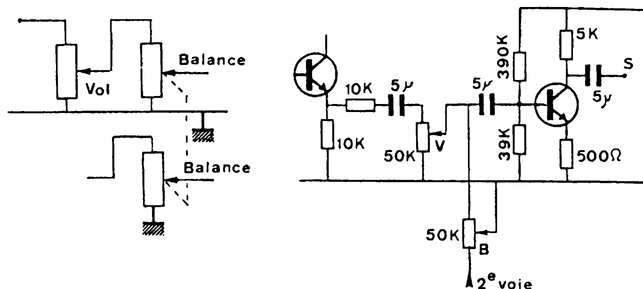
Silencieux : (Squelh ou muting) : Circuit électronique permettant de couper le souffle inter-stations dans le cas de réception en FM lors de la recherche d'une émission.

Système Surround : Dispositif qui améliore l'effet sonore placé à l'arrière de l'auditeur. Ils reçoivent un signal décalé par rapport aux signaux frontaux, pour obtenir une impression de relief et de profondeur.

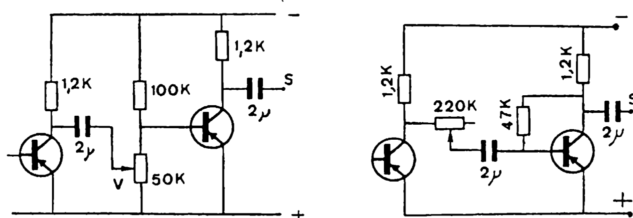
TERMES ANGLAIS/FRANÇAIS

BASS	graves
BIAS	prémagnétisation
CHANNEL	canal
CUE	écoute d'une bande à grande vitesse
DOLBY NR ON/OFF	réducteur de bruit - marche/arrêt
EQUALISATEUR	correcteur d'enregistrement
FAST WIND ou FWD ou FF FAST	avance rapide
GROUND	prise de terre
INPUT	entrée
JACK	type de cordon de raccordement
LEFT	gauche
LEVEL	niveau d'enregistrement
LOUDNESS	correcteur physiologique
MOVING COIL (M.C.)	à bobines mobiles
MONITOR	contrôle
MUTING	silencieux
NOISE REDUCTION UNIT	réducteur de bruit
OUTPUT	sortie
PHONES	casque
PLAY	lecture
POWER ON/OFF	commutateur marche/arrêt
REC	enregistrement
RESET	remise à zéro du compteur
REW (REWIND)	rembobinage rapide
RIGHT	droit
SELECTOR	commutateur
SPEAKER	haut-parleur
TAPE	prise bande magnétique
TREBLE	aigu
TUNING	accord-recherche de stations

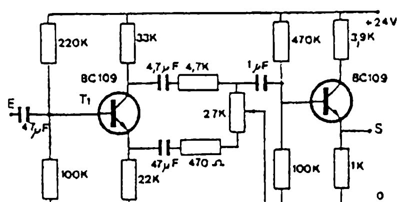
455-456 COMMANDES DE VOLUME



457-458

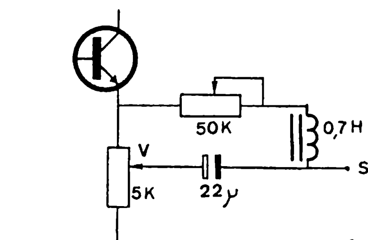


459



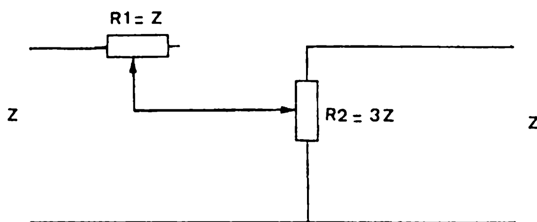
Ce montage permet de garder un niveau de distorsion constant quelque soit le niveau de sortie. Le potentiomètre fait varier ici en même temps le niveau du signal et le taux de contre réaction dans l'émetteur de T_1 afin de garder constante la distorsion.

460



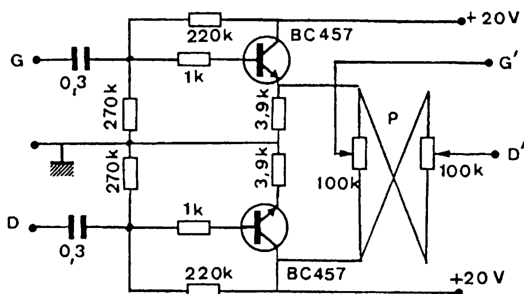
Dans ce circuit, on peut favoriser les graves sans intervenir sur le volume et inversement.

461 COMMANDE DE PUISSANCE



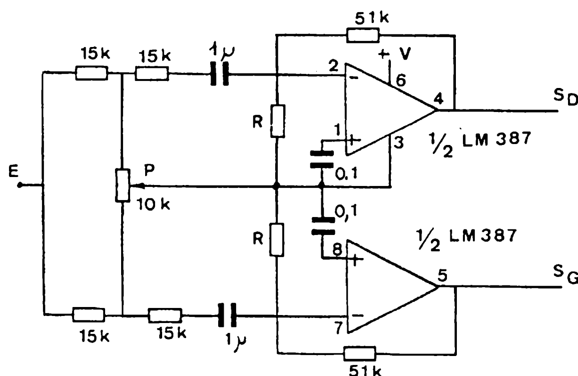
Pour ne pas modifier l'impédance du circuit, on peut utiliser un atténuateur en L. Les deux potentiomètres linéaires seront manoeuvrés par le même axe et placés à proximité du haut-parleur.

462 BALANCE-INVERSEUR



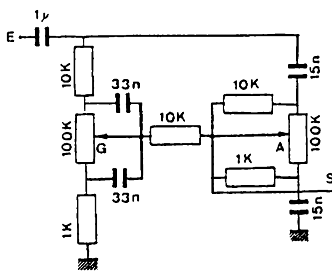
Ce montage permet le réglage de l'effet stéréo, depuis stéréo en passant par mono, jusqu'à stéréo inverse. P est un potentiomètre double linéaire.

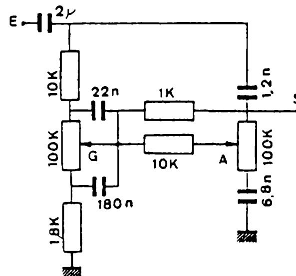
463 AMPLI « FAUX STÉRÉO »



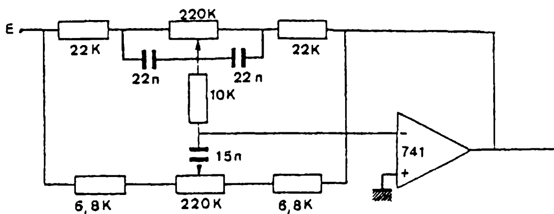
En agissant sur P, ce circuit donne l'illusion d'avoir deux microphones au lieu d'un. Dans une table de mixage, il peut être utile pour un trucage. Le gain du montage varie de l'unité à –3 dB.

464-465 CORRECTEURS DE TONALITÉ PASSIFS



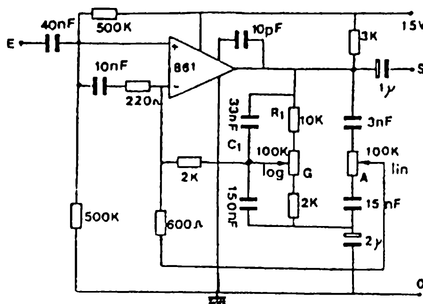


466 CORRECTEURS DE TONALITÉ ACTIFS



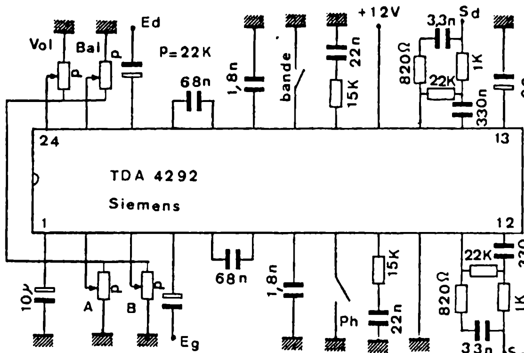
Ce montage a l'avantage de ne pas atténuer le signal lorsque les curseurs des potentiomètres sont en position médiane. Il n'y a aucune difficulté d'insertion. Il présente une symétrie totale de la réponse dans les basses et hautes fréquences.

467

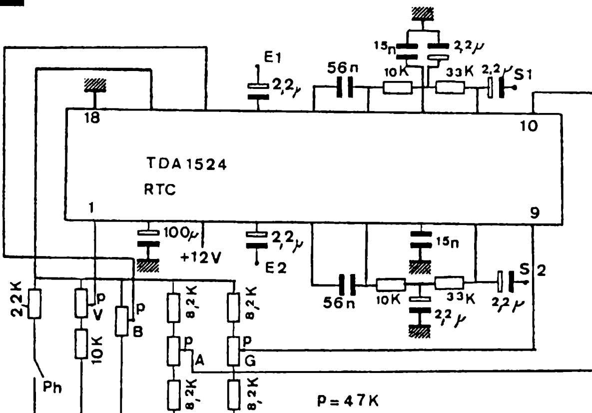


Cet amplificateur peut attaquer un amplificateur de puissance de 4 W avec une tension d'entrée de 150 mV. Les contrôles des graves et des aiguës sont pratiquement indépendants l'un de l'autre. L'allure générale des courbes est fortement influencée par la valeur des éléments R_1 et C_1.

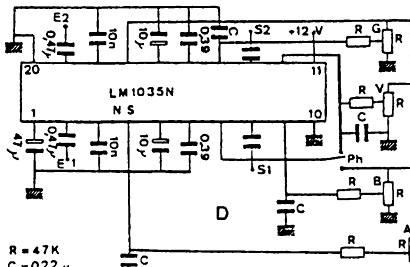
468 CORRECTEURS DE TONALITÉ



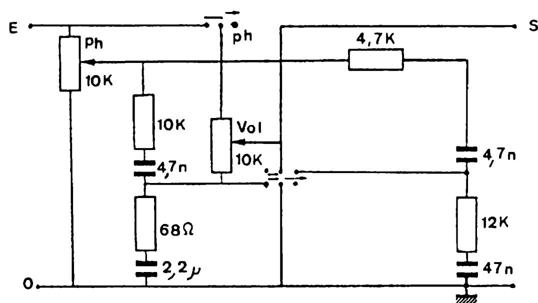
469



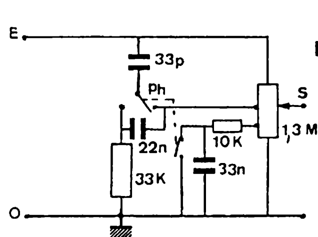
470

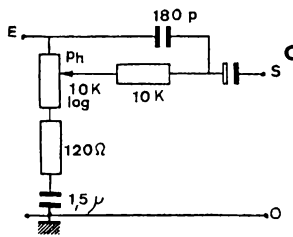


471 CORRECTEURS PHYSIOLOGIQUES

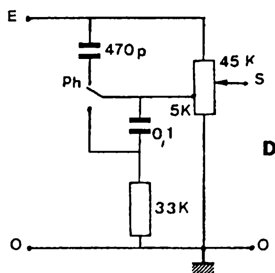


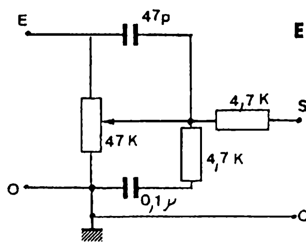
472-473





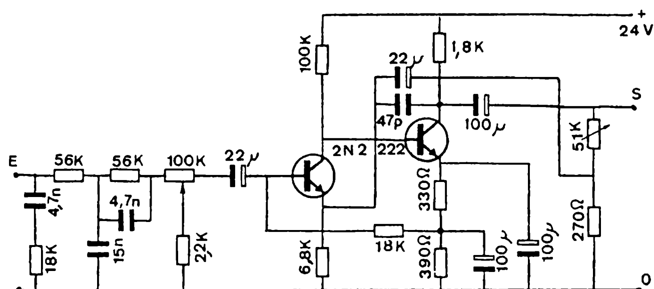
474-475



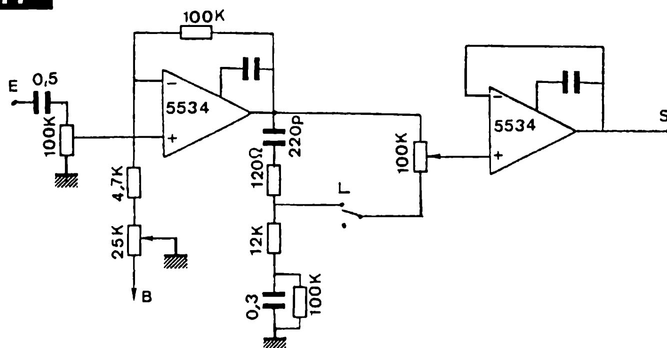


Ces circuits sont des filtres qui seront connectés lors de l'écoute à faible puissance car la sensibilité de l'oreille humaine dépend considérablement du niveau de l'intensité en fonction de la fréquence.
Dans le circuit A, l'enclenchement de la touche physiologique correspond à une correction en fréquence dépendant du niveau du signal d'entrée.
Dans le montage B, on utilise un potentiomètre à prise intermédiaire pour le contrôle du volume.
Le circuit C peut être installé sur un potentiomètre de volume ordinaire.
Le circuit D et E sont des variantes.
L'interrupteur permet de supprimer le filtre.

476 CORRECTEURS PHYSIOLOGIQUES ACTIF (Loudness)

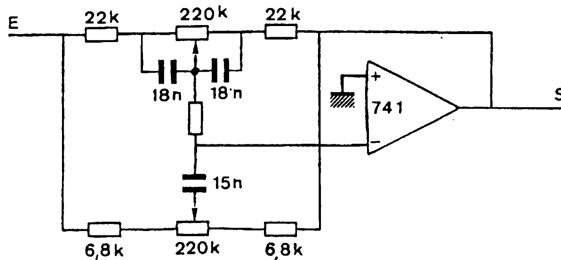


477



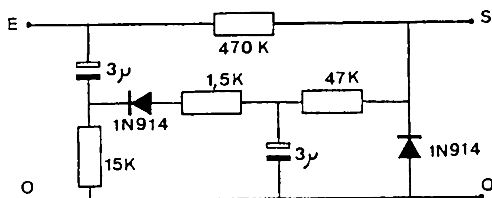
Ces filtres sont destinés à corriger le manque de sensibilité de l'oreille humaine dans le domaine des basses fréquences (400 à 1200 Hz) quand le signal est reproduit avec un très faible niveau.

478 REGULATEUR DE TONALITÉ



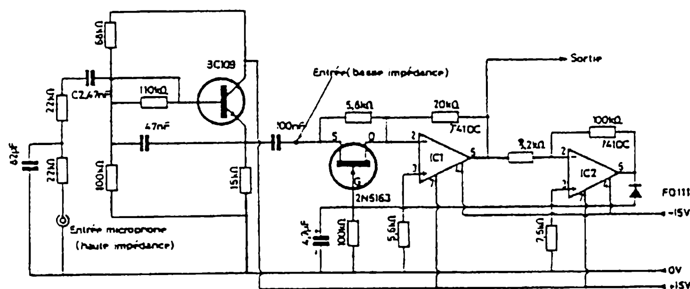
La particularité de ce montage réside dans son emploi pour le dosage des graves et des aigus à l'aide d'un seul potentiomètre dont l'action se produit par un effet de balançoire.
On obtient ainsi l'atténuation des aiguës sans que le niveau des graves soit affecté et inversement.

479 COMPRESSEUR DE DYNAMIQUE



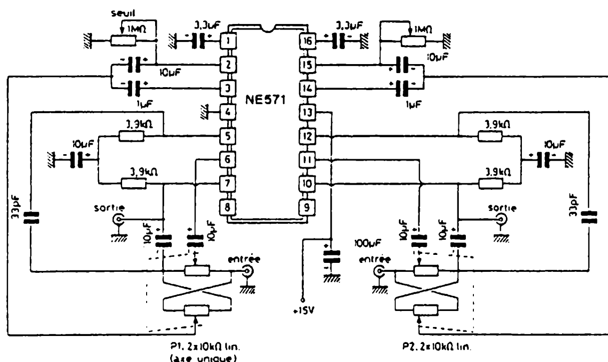
Le niveau d'entrée de ce montage peut varier de 200 mV à 6 V, tandis que la tension de sortie restera toujours dans le voisinage de 5 mV.

480 COMPRESSEUR BF

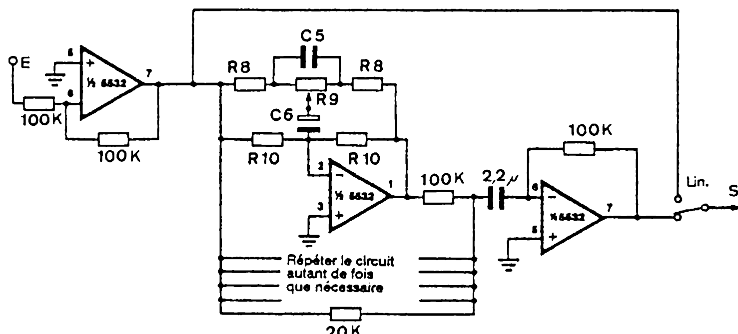


Un compresseur de modulation a pour rôle de fournir à la sortie un signal d'amplitude constante lors d'importantes variations à l'entrée.

481 COMPRESSEUR-EXPANSEUR



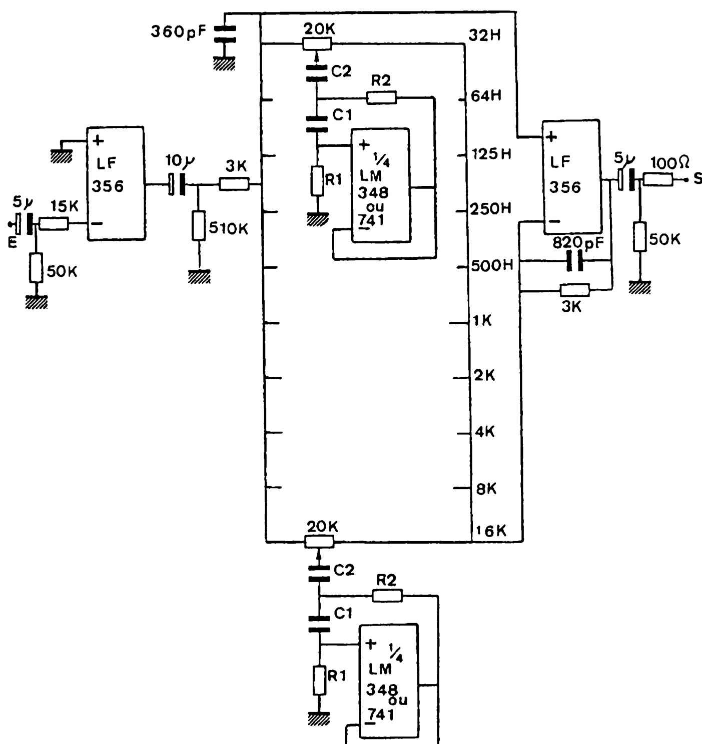
Le NE571 (signétique) permet la réalisation d'un compresseur-expanseur stéréo. Le montage représenté ici permet de passer avec la manoeuvre d'un seul potentiomètre, la compression à l'expansion avec une position neutre.



R9 = 25k R8 = 2.4k R10 = 240k			R9 = 50 k R8 = 5.1k R10 = 510k			R9 = 100k R8 = 10k R10 = 1 meg		
fo	C5	C6	fo	C5	C6	fo	C5	C6
23 Hz	1µF	.1µF	25 Hz	.47µF	.047µF	12 Hz	.47µF	.047µF
50 Hz	.47µF	.047µF	36 Hz	.33µF	.033µF	18 Hz	.33µF	.033µF
72 Hz	.33µF	.033µF	54 Hz	.22µF	.022µF	27 Hz	.22µF	.022µF
108 Hz	.22µF	.022µF	79 Hz	.15µF	.015µF	39 Hz	.15µF	.015µF
158 Hz	.15µF	.015µF	119 Hz	.1µF	.01µF	59 Hz	.1µF	.01µF
238 Hz	.1µF	.01µF	145 Hz	.082µF	.0082µF	72 Hz	.082µF	.0082µF
290 Hz	.082µF	.0082µF	175 Hz	.068µF	.0068µF	87 Hz	.068µF	.0068µF
350 Hz	.068µF	.0068µF	212 Hz	.056µF	.0056µF	106 Hz	.056µF	.0056µF
425 Hz	.056µF	.0056µF	253 Hz	.047µF	.0047µF	126 Hz	.047µF	.0047µF
506 Hz	.047µF	.0047µF	360 Hz	.033µF	.0033µF	180 Hz	.033µF	.0033µF
721 Hz	.033µF	.0033µF	541 Hz	.022µF	.0022µF	270 Hz	.022µF	.0022µF
1082 Hz	.022µF	.0022µF	794 Hz	.015µF	.0015µF	397 Hz	.015µF	.0015µF
1588 Hz	.015µF	.0015µF	1191 Hz	.01µF	.001µF	595 Hz	.01µF	.001µF
2382 Hz	.01µF	.001µF	1452 Hz	.0082µF	820pF	726 Hz	.0082µF	820pF
2904 Hz	.0082µF	820pF	1751 Hz	.0068µF	680pF	875 Hz	.0068µF	680pF
3502 Hz	.0068µF	680pF	2126 Hz	.0056µF	560pF	1063 Hz	.0056µF	560pF
4253 Hz	.0056µF	560pF	2534 Hz	.0047µF	470pF	1267 Hz	.0047µF	470pF
5068 Hz	.0047µF	470pF	3609 Hz	.0033µF	330pF	1804 Hz	.0033µF	330pF
7218 Hz	.0033µF	330pF	5413 Hz	.0022µF	220pF	2706 Hz	.0022µF	220pF
10827 Hz	.0022µF	220pF	7940 Hz	.0015µF	150pF	3970 Hz	.0015µF	150pF
15880 Hz	.0015µF	150pF	11910 Hz	.001µF	100pF	5955 Hz	.001µF	100pF
23820 Hz	.001µF	100pF	14524 Hz	820pF	82pF	7262 Hz	820pF	82pF
			17514 Hz	680pF	68pF	8757 Hz	680pF	68pF
			21267 Hz	560pF	56pF	10633 Hz	560pF	56pF
						12670 Hz	470pF	47pF
						18045 Hz	330pF	33pF

Suivant la valeur de R_8, R_9, et de R_{10}, on peut contrôler avec ce filtre une très large gamme de fréquences.

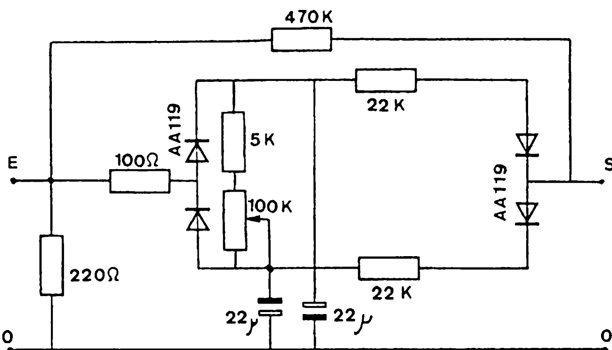
483 EQUALIZER 10 OCTAVES



fo(Hz)	C_1	C_2	R_1	R_2
32	0.12µF	4.7µF	75kΩ	560Ω
64	0.056µF	3.3µF	68kΩ	510Ω
125	0.033µF	1.5µF	82kΩ	510Ω
250	0.015µF	0.82µF	68kΩ	470Ω
500	8200pF	0.39µF	62kΩ	470Ω
1k	3900pF	0.22µF	68kΩ	470Ω
2k	2000pF	0.1µF	68kΩ	470Ω
4k	1100pF	0.056µF	62kΩ	470Ω
8k	510pF	0.022µF	68kΩ	510Ω
16k	330pF	0.012µF	51kΩ	510Ω

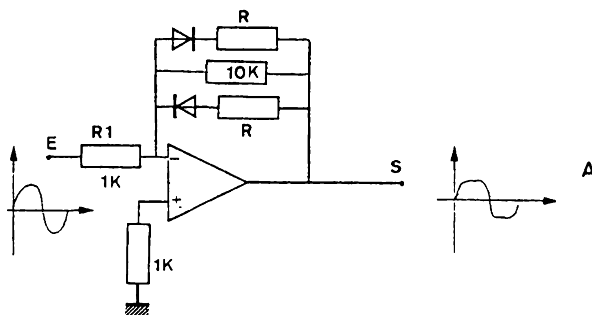
Ce circuit permet de contrôler l'amplification de chaque octave et ceci pour 10 octaves. On contrôle ainsi toutes les fréquences comprises entre 32 Hz et 16 kHz. Il est composé de dix filtres actifs dont les composants changent de valeur pour chaque gamme de fréquence. Le tableau ci-contre donne la valeur de ces composants.

484 COMPRESSEUR

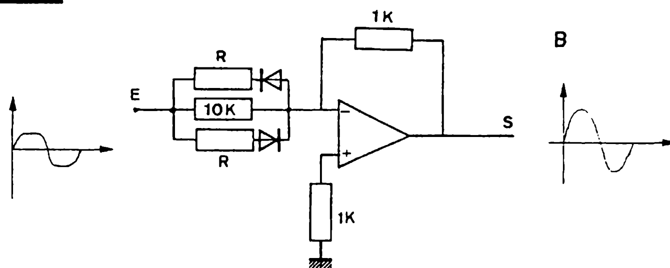


Ce compresseur de volume fonctionne sans alimentation. Il effectue une compression d'environ 20 dB sur une gamme de tension d'entrée de 100 mV à 10 V. L'impédance d'attaque du compresseur doit être aussi basse que possible.

485 AMPLIFICATEUR COMPRESSEUR/EXPANSEUR



486

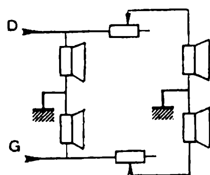


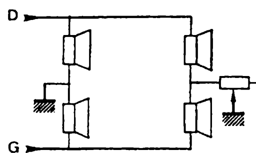
Avec le montage compresseur de crête (en A), il est indispensable d'utiliser, pour une bonne reproduction, le circuit expanseur (en B), car avec la coupure de crête, on n'obtient pas le niveau du signal constant et le taux de modulation est médiocre. Le rapport maximal de compression/expansion est donné par la relation :

$$k = \frac{R_1}{R}$$

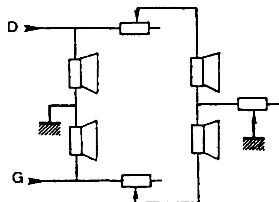
avec 0< R <10 kΩ.

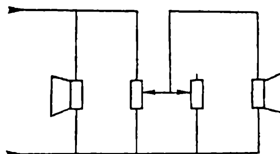
487-488 FADER





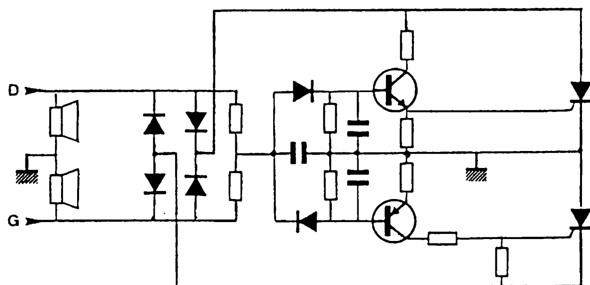
489-490



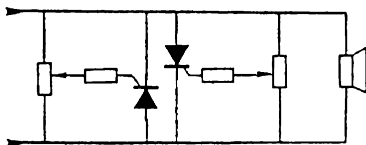


Si l'on veut régler le volume d'un HP supplémentaire (HPS) sans modifier celui du HP normal, on utilise un «fader» d'impédance constante quelle que soit la position du curseur.

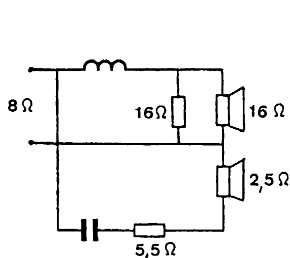
491 CIRCUITS PROTECTEURS DE HAUT-PARLEURS

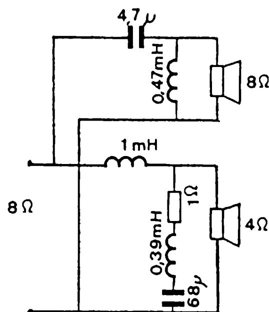


492

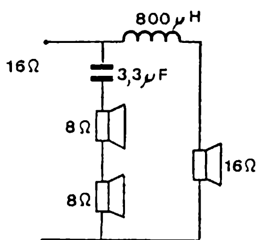


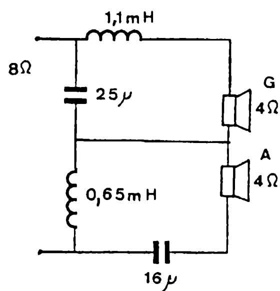
493-494 ASSOCIATION DES HAUT-PARLEURS



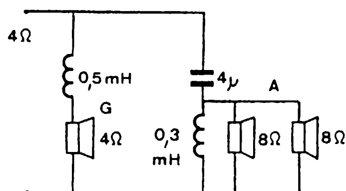


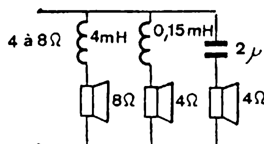
495-496



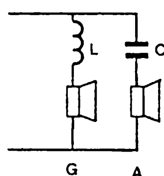


497-498





499



6 dB par octave

$$L = \frac{R_h}{2\pi F_t}$$

$$C = \frac{1}{2\pi F_t R_h}$$

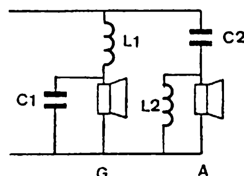
500

12 dB par octave

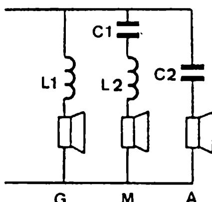
L1 = L2 C1 = C2

$$L1 = \frac{R_h\sqrt{2}}{2\pi F_t}$$

$$C1 = \frac{1}{2\pi F_t R_h\sqrt{2}}$$



501



6 dB par octave

$$L1 = \frac{R_h}{2\pi F_{t1}}$$

$$C1 = \frac{1}{2\pi F_{t1} R_h}$$

$$L2 = \frac{R_h}{2\pi F_{t2}}$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi F_{t2} R_h}$$

502

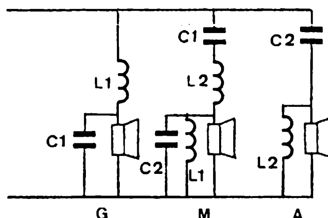
12 dB par octave

$$L1 = \frac{R_h\sqrt{2}}{2\pi F_{t1}}$$

$$L2 = \frac{R_h\sqrt{2}}{2\pi F_{t2}}$$

$$C1 = \frac{1}{2\pi F_{t1} R_h\sqrt{2}}$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi F_{t2} R_h\sqrt{2}}$$



Généralement, les meilleurs découpages de la fréquence sont :

pour 2 voies : a) 30 à 6 000 Hz b) 6 000 à 16 000 Hz

pour 3 voies : a) 30 à 700 Hz b) 700 à 5 000 Hz c) 5 kHz à 16 kHz

pour 4 voies : a) 30 à 300 Hz b) 300 à 1500 Hz c) 500 à 6 kHz d) 6 kHz à 16 kHz

Suivant les fréquences de coupure choisies et le type de filtre, on déterminera les composants.

Les filtres introduisant des pics de résonance dans les caractéristiques d'impédance de l'ensemble, il est souvent nécessaire de prévoir des résistances d'amortissement.

Dans les relations indiquées ci-après, nous avons :

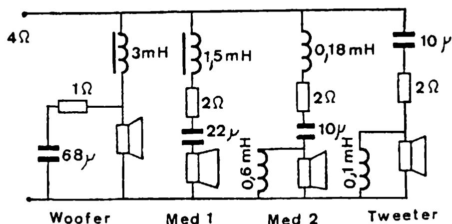
f_t = fréquence de transfert

f_{t1} = fréquence de transfert basse

f_{t2} = fréquence de transfert haute

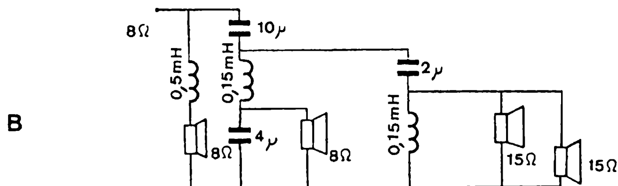
R_h = impédance de transfert

503 FILTRES POUR ENCEINTES ACOUSTIQUES



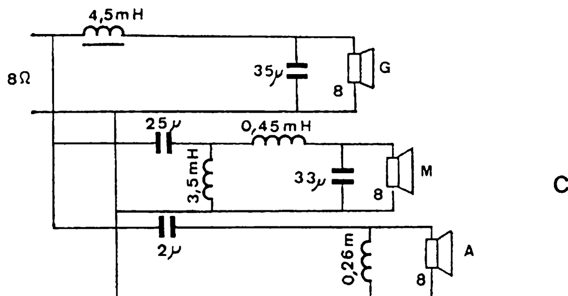
A

504

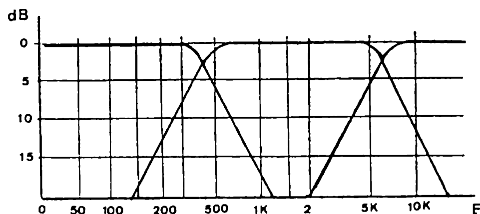


B

505



C

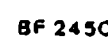


A) Filtre passif à quatre voies pour HP de 4 Ω

B) Filtre passif à quatre voies pour enceinte acoustique de 50 W- 8 Ω

C) Filtre passif à trois voies, pente 12 dB et sa courbe de réponse.

506 PHASE « SHIFTER »

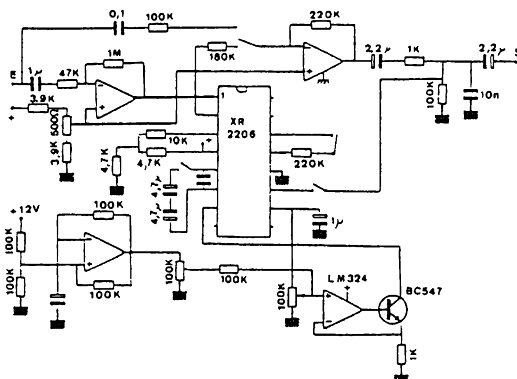


507



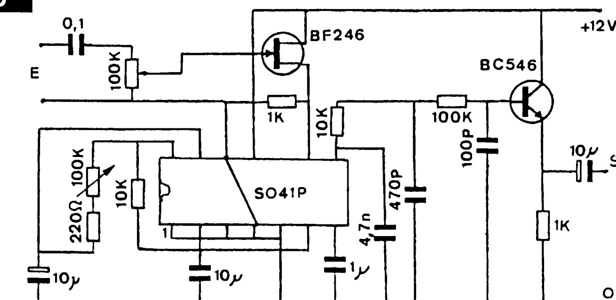
Ce circuit proposé par NS, provoque une rotation de phase du signal d'entrée de 0 à 180°. Il fonctionne pour une fréquence comprise entre 160 Hz et 3,2 kHz. L'effet produit sur le son est similaire à un changement de place du speaker.

508 DÉFORMATEUR DE VOIX



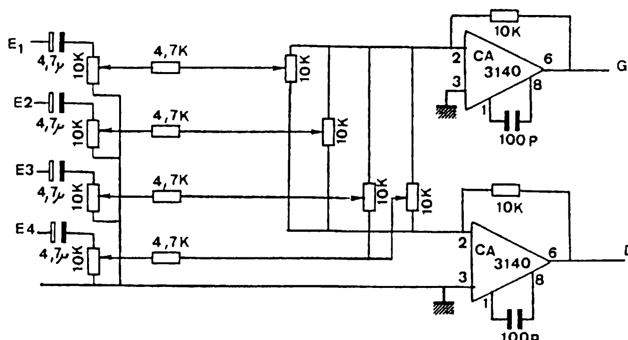
Ce montage utilise le XR 2206 (Exar) qui est un ensemble multiplexeur, générateur de fréquence, pour modifier la modulation du signal d'entrée.

509



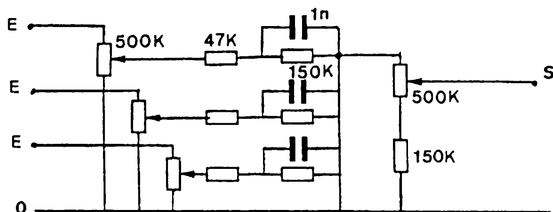
Le S041P est un amplificateur de fréquences intermédiaires avec démodulateur. Il est utilisé ici comme amplificateur déformateur.

510 MÉLANGEUR STÉRÉO

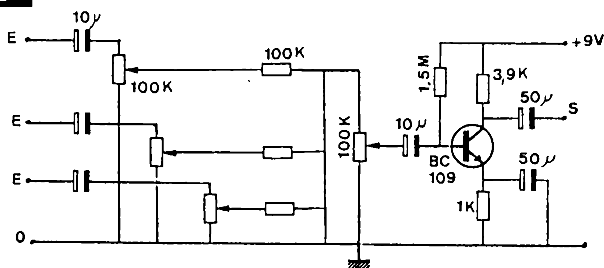


Cette table de mixage permet d'obtenir des effets spéciaux sur le canal de gauche ou de droite.

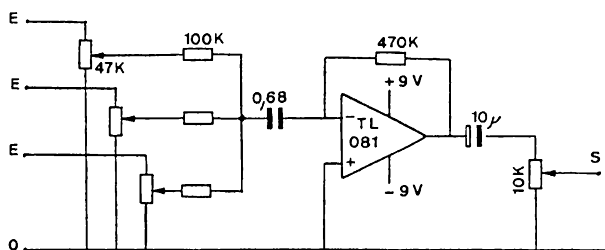
511 MIXEURS AUDIO



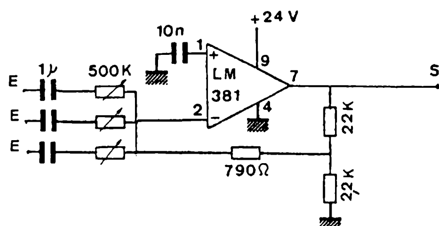
512



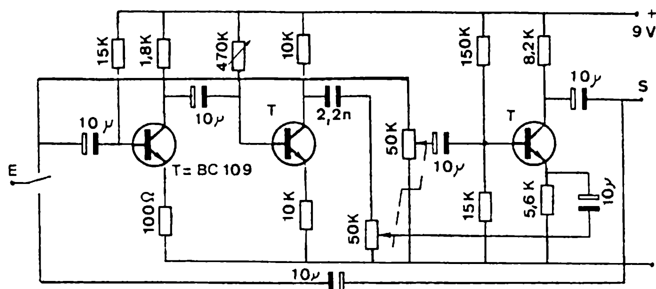
513



514

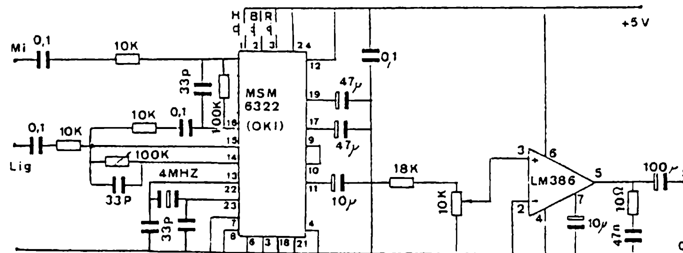


515 CHAMBRE DE DISTORSION À TRANSISTORS



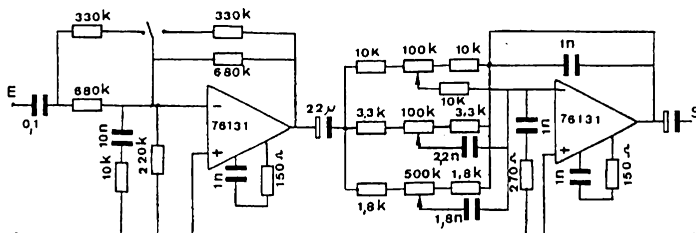
L'entrée s'effectue au moyen d'un inverseur à pédale permettant de mettre en service l'amplificateur de distorsion ou bien de passer normalement.

516 TRANSPORTEUR D'OCTAVES



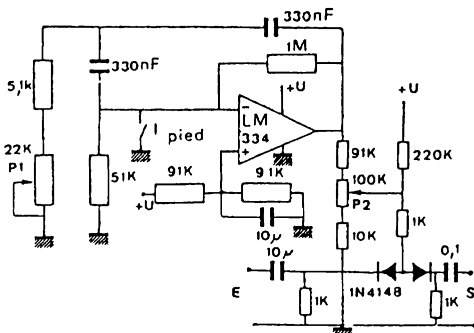
Ce circuit permet de décaler en fréquence un signal BF de 1/8 d'octave vers le bas ou le haut.

517 PRÉAMPLIFICATEUR POUR GUITARE



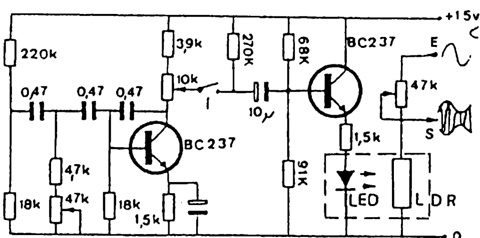
Ce montage proposé par National Semiconductor, utilise un amplificateur 76131 équivalent au 739.

518 TRÉMOLOS



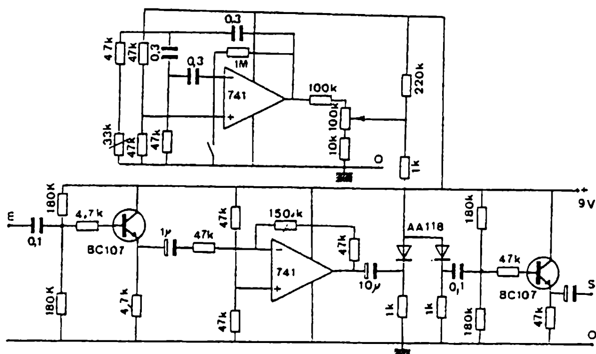
L'effet trémolo consiste en une modulation d'amplitude à très basse fréquence d'un signal audio. Ce montage comprend un oscillateur à fréquence ajustable entre 5 et 10 Hz (signal de modulation) et un atténuateur contrôlé par tension. P_1 règle la fréquence de modulation et P_2 le taux de modulation.

519

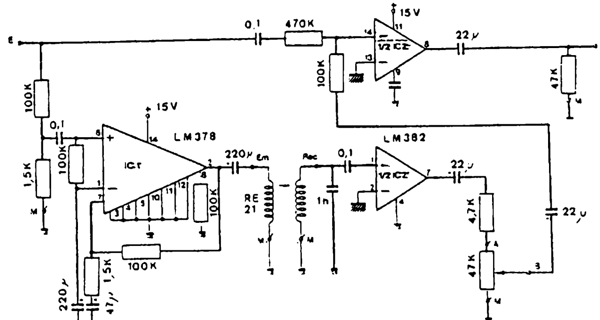


Ce circuit comporte un oscillateur RC, qui oscille entre 2 et 9 Hz et un amplificateur à transistor. La modulation du signal s'effectue à l'aide d'une LED et d'une LDR qui seront montées dans un boîtier, isolées de la lumière extérieure

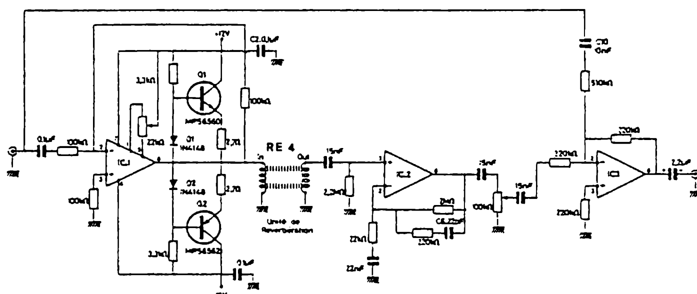
520



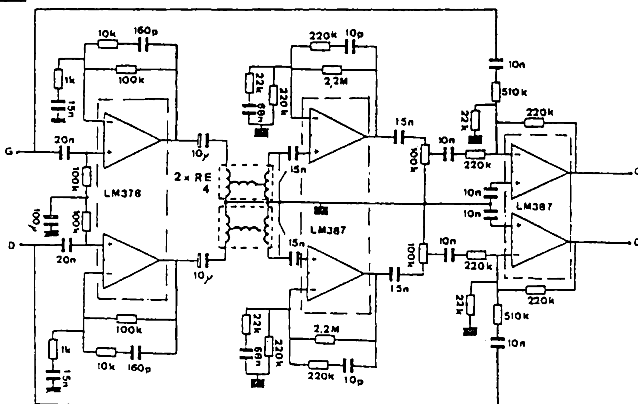
521 DISPOSITIFS DE RÉVERBÉRATION



522

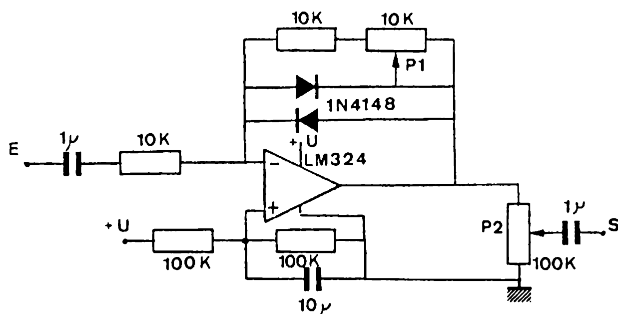


523

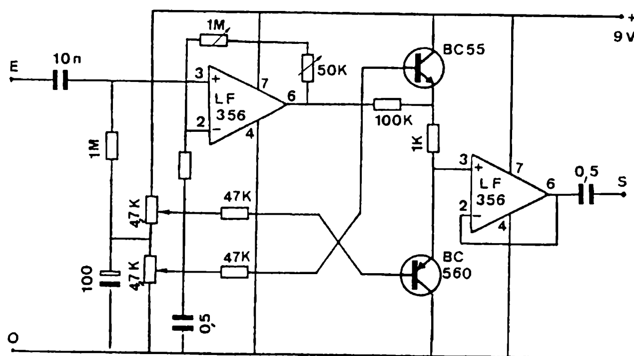


Unité de réverbération stéréo.
Ce montage proposé par NS, permet d'obtenir un signal de sortie mélangé.

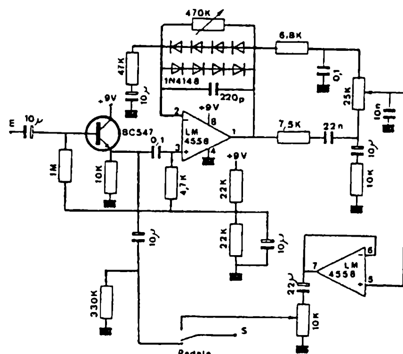
524 CIRCUITS D'EFFET FUZZ



525



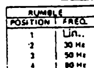
526



L'effet «FUZZ» employé avec les guitares électriques se caractérise par un écrêtage progressif du signal original, qui procure un enrichissement du timbre par création d'harmoniques de rang élevé.

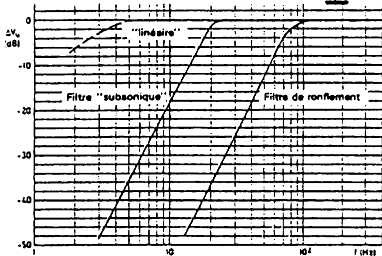
527 FILTRES DE « RUMBLE » ET DE « SCRATCH »

SCRATCH	
POSITION	FREQ.
1	5 KHz
2	10 KHz
3	15 KHz
4	Lin.



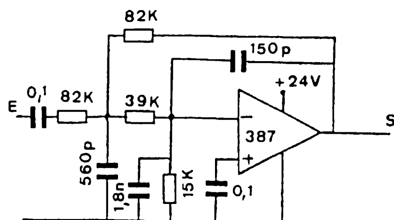
RUMBLE	
POSITION	FREQ.
1	Lin..
2	30 Hz
3	50 Hz
4	80 Hz

528



On utilise dans ce montage le TDA 1029 (commutateur 4 voies RTC) pour commuter des filtres passe-haut. La quatrième position correspond à la position silence.

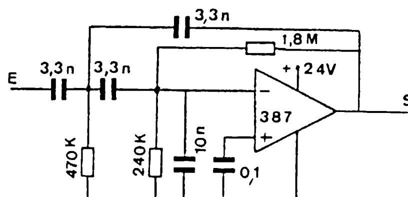
529 FILTRES ACTIFS POUR MONTAGES AUDIO



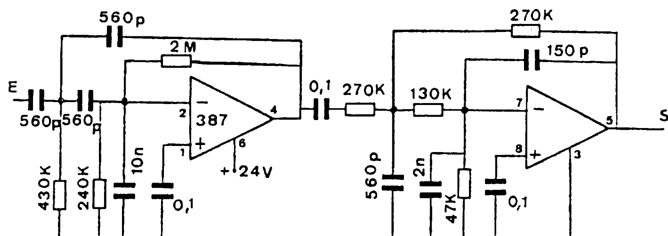
A

530

B

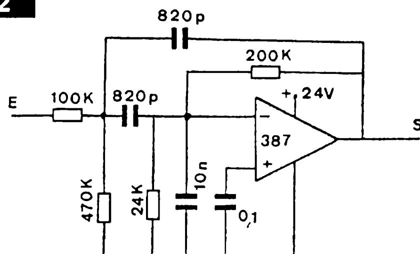


531



C

532



D

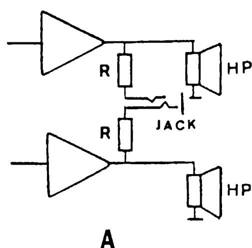
Ces montages sont des filtres actifs avec une réponse de 12 dB par octave. Ils sont utilisés dans le cas où l'on désire éliminer un bruit parasite. La figure A représente un filtre passe-bas (scratch filter) dont la fréquence de coupure est de 10 kHz avec $A = -1$.

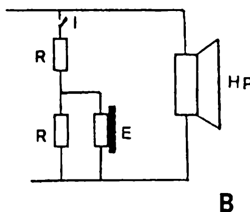
Le montage B est un filtre passe-haut (rumble filter) avec une fréquence de coupure 50 Hz ($A = -1$).

Le montage C associe un filtre passe-bas et un filtre passe-haut pour donner un filtre passe-bande (speech filter) de fréquence comprise entre 300 Hz et 3 kHz avec $A = 1$.

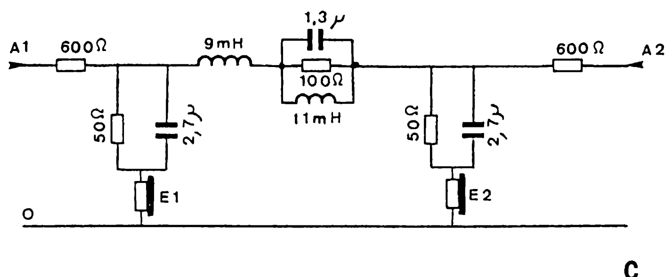
Le montage D est également un filtre passe-bande avec F_0 = 200 kHz et F_1 = 2000 Hz.

533-534 COUPLEURS POUR ÉCOUTEURS

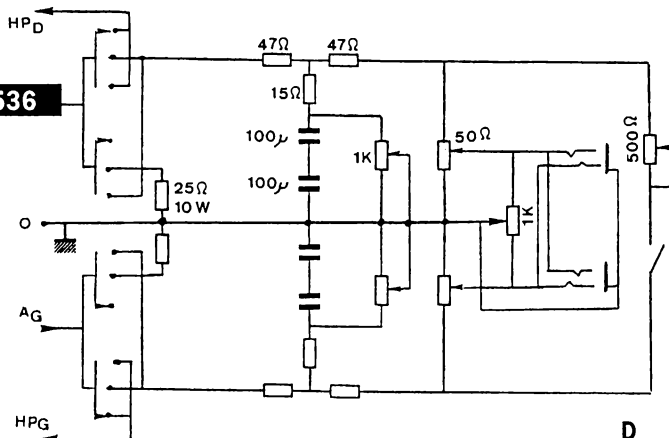




535

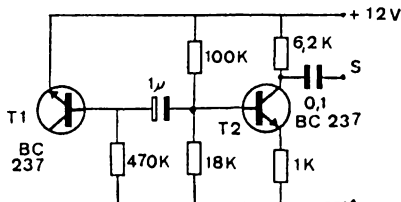


536



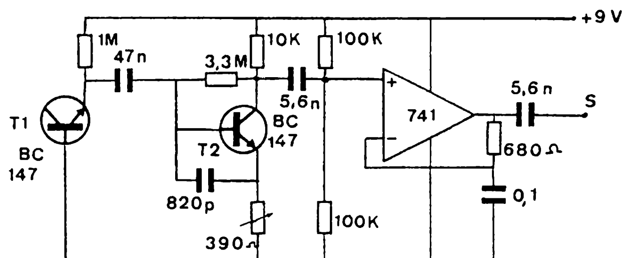
Les circuits A et B sont des montages simplifiés avec résistance de protection (R = 200 à 1000 ohms) évitant la surcharge des écouteurs.
En C le réseau de couplage amplificateur-casque corrige l'excès de séparation de l'écoute stéréophonique.
Le montage D est un adaptateur de casque stéréophonique avec réglage de balance P_1, de volume P_2, du niveau du registre P_3, grave P_4 et P_5, de mélange P_6.

537 GÉNÉRATEURS DE BRUIT



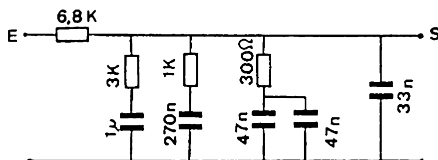
A

538



B

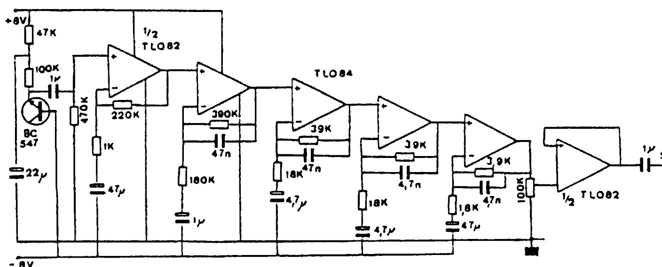
539



C

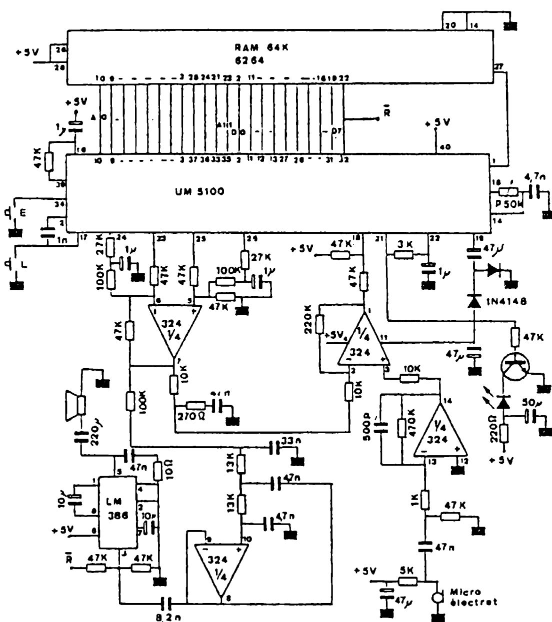
Dans ces montages, la tension de bruit est produite par une jonction PN polarisée en inverse et elle est amplifiée par T2. Dans le montage A, nous avons un générateur de bruit blanc, c'est à dire, où théoriquement. toutes les fréquences du spectre audible ont une même énergie.
Le montage B est un générateur de bruit suivi d'un amplificateur sélectif ce qui permet d'accentuer la composante de bruit aux fréquences supérieures.
Le circuit RC détermine cette fréquence.
Pour obtenir un bruit rose, qui est caractérisé par une intensité d'énergie égale par octave, il suffit de filtrer la source de bruit blanc avec un filtre qui présente une pente de ± 3 dB par octave (fig. C).

540

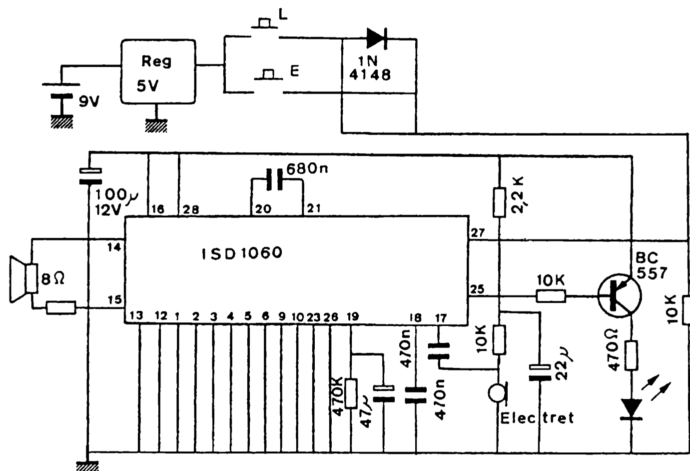


Ce montage permet d'obtenir un bruit rose à l'aide de filtres actifs

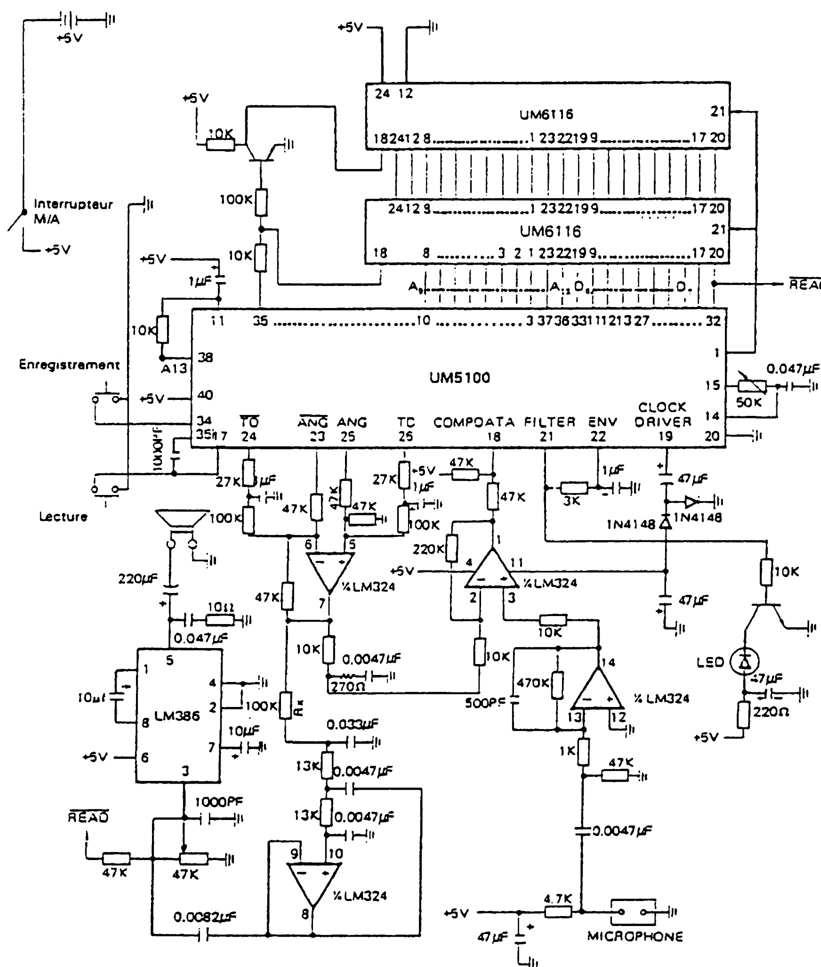
541 PENSE-BÊTE À SYNTHÈSE VOCALE



542

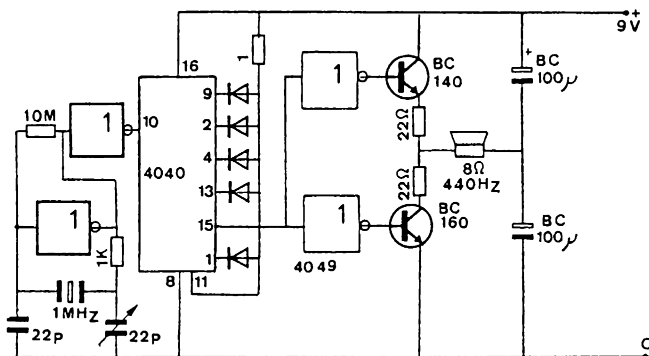


Ces montages permettent d'enregistrer la parole pendant un temps qui sera proportionnel à la fréquence d'horloge (réglage de P). Deux boutons poussoirs déterminent le mode de fonctionnement.

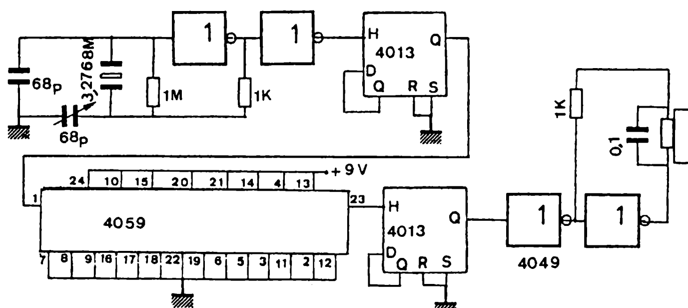


Enregistrement et reproduction du son. Montage avec deux RAM statiques de 16 Ω.

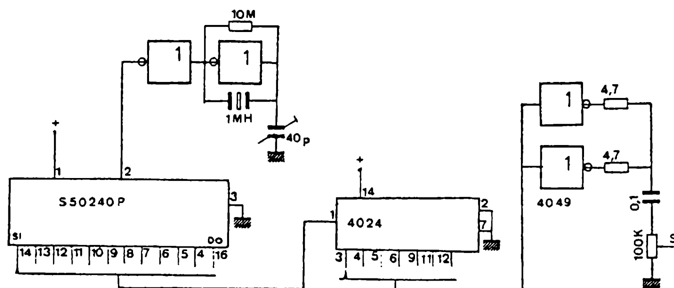
544 DIAPASONS



545

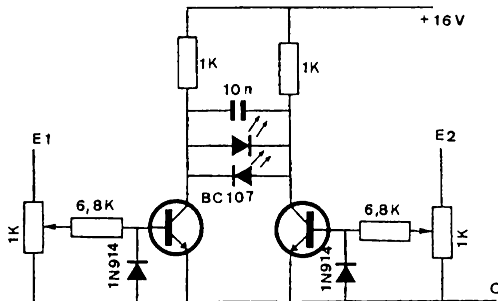


546



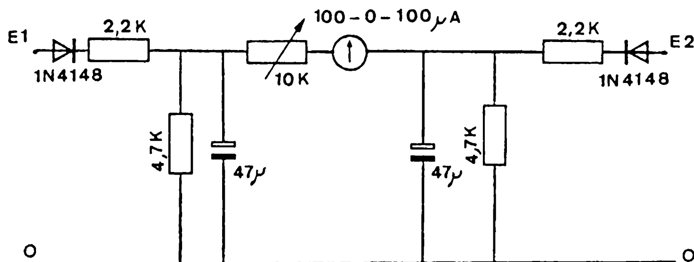
Diapason universel 12 notes 8 octaves.

547 INDICATEUR STÉRÉOPHONIQUE



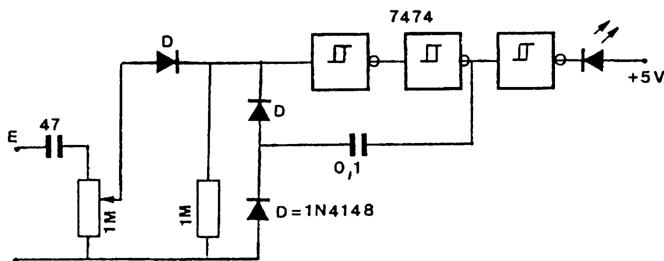
Les entrées de ce montage seront connectées aux sorties HP d'un amplificateur. Si les signaux, droite et gauche, sont identiques (réception mono) les tensions V_{c1} et V_{c2} seront égales et aucune LED ne s'allumera. Dans le cas contraire, une ou deux LED s'allumeront.

548 INDICATEUR DE BALANCE



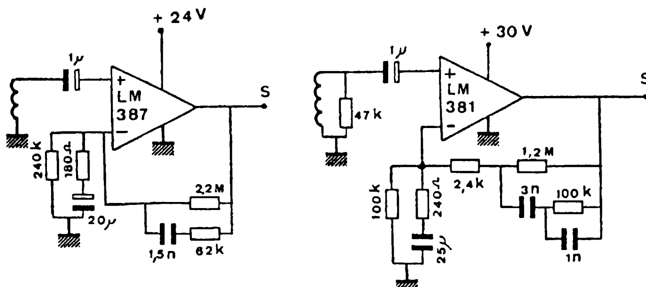
Ce montage permet de vérifier le réglage de la balance d'un amplificateur stéréophonique.

549 INDICATEUR DE SATURATION

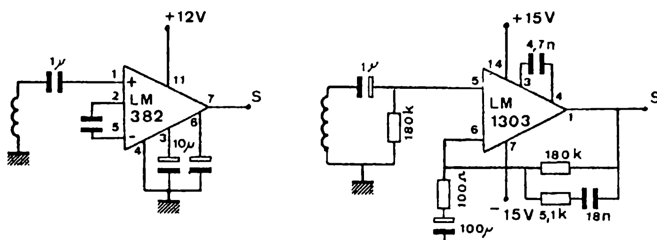


La LED s'illumine si le signal d'entrée dépasse le niveau prédéterminé par P.

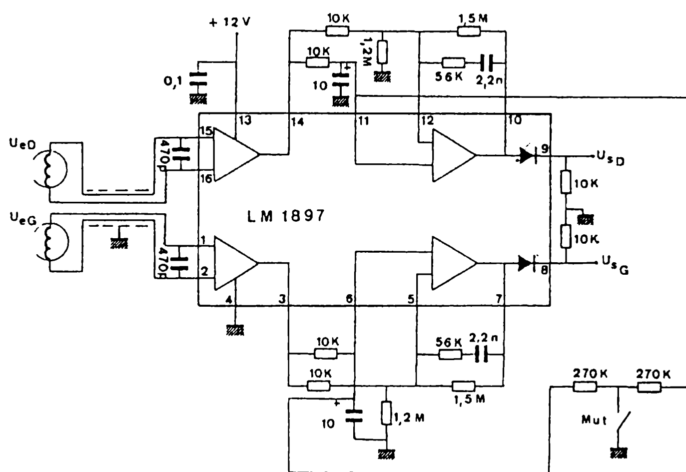
550-551 AMPLIFICATEURS POUR MAGNÉTOPHONE



552-553

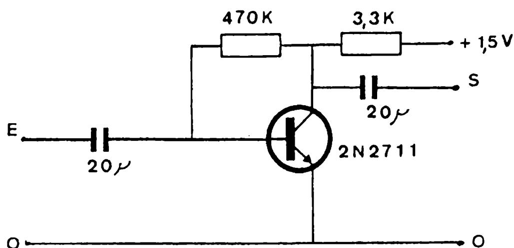


554



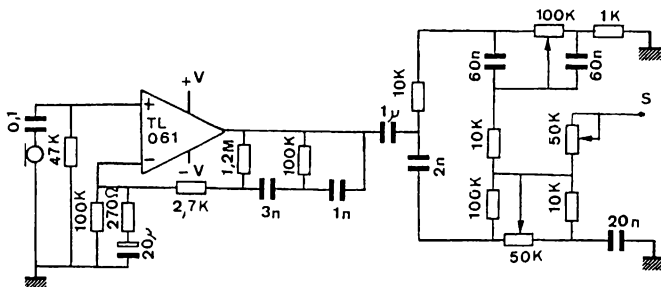
Ces préamplificateurs sont prévus pour une tête de lecture magnétique délivrant 800 µV à 1 kHz. La tension de sortie sera alors de 0,5 V_{eff}. Le filtre de correction est en accord avec les différents magnétophones standards.

555 PRÉAMPLIFICATEURS POUR MICRO



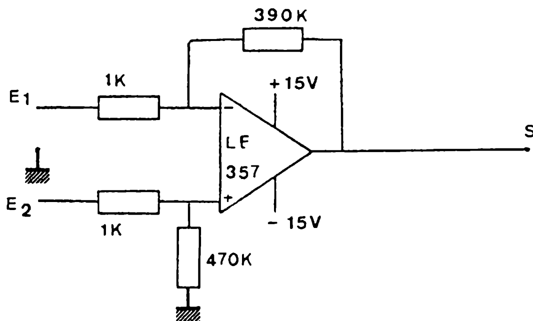
Ce préamplificateur pour microphone basse impédance peut être logé directement dans le microphone. Sa faible consommation permet l'utilisation d'une petite pile au mercure de 1,5 V.

556



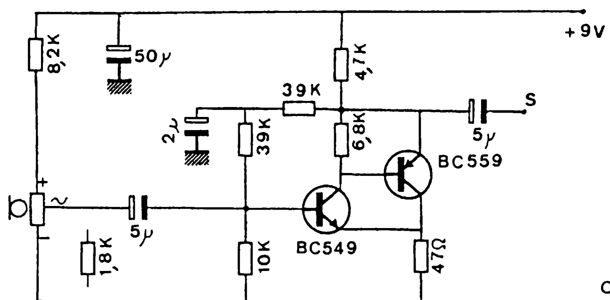
Ce préamplificateur à gain en tension de 20 dB avec une très faible consommation (<200 μA) pour une alimentation de V_{cc} = 15 V.

557



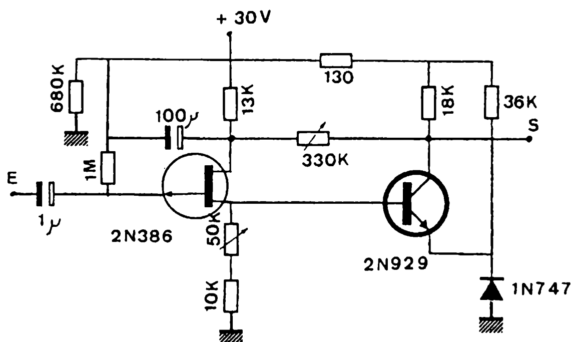
Préamplificateur pour micro symétrique : L'amplificateur LF 357 à fort taux de réjection de mode commun permet, dans le cas d'un longue distance, d'amplifier le signal d'un microphone à liaison symétrique avec un gain de 52 dB.

558 PRÉAMPLIFICATEURS POUR MICRO



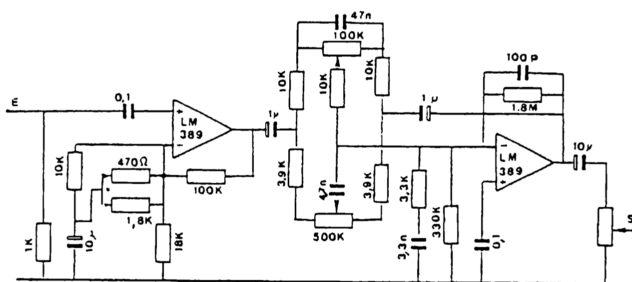
Ce préamplificateur peut être utilisé pour un microphone dynamique à faible impédance ou pour un microphone à électret.

559



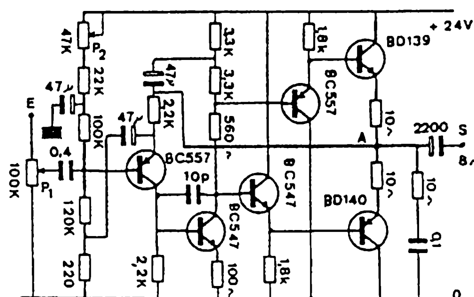
Ce préamplificateur à FET permet de disposer d'une haute impédance d'entrée avec un bruit relativement faible. P permet de régler le gain.

560



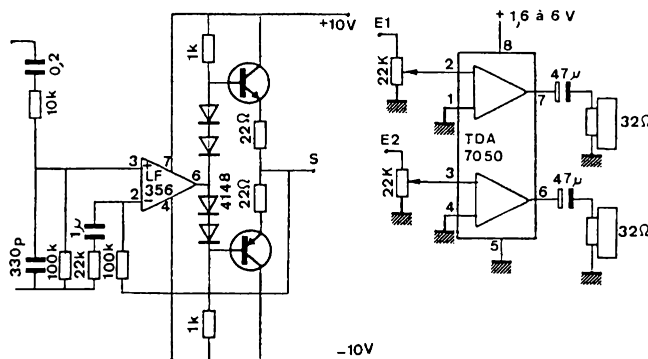
Ce préamplificateur possède un réglage de tonalité efficace.
Le LM 389, en boîtier 8 broches, comprend deux amplificateurs, ce qui permet un faible encombrement.

561 AMPLIFICATEURS POUR CASQUES

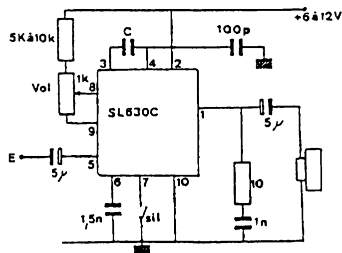


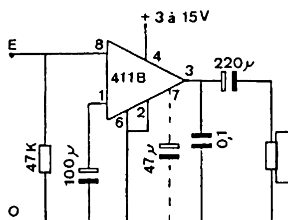
Cet amplificateur sera connecté à la sortie du préamplificateur. La puissance disponible est de 1 W sur une charge de 8 Ω. P_2 permet de régler le point A à $V_{cc}/2$.

562-563



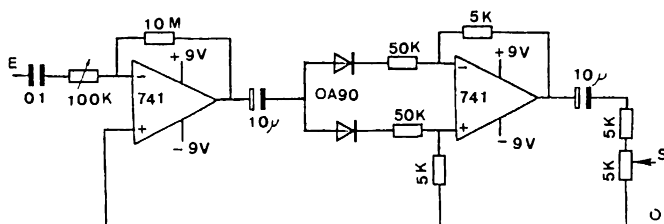
564-565



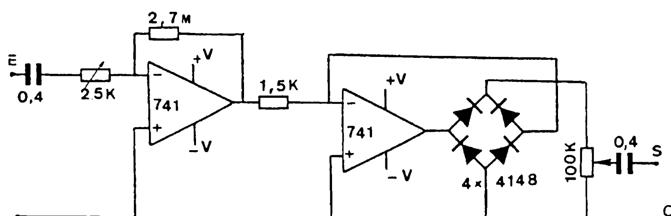


On utilise ici le SL 360C de Plessey pour amplifier et contrôler le signal BF dans un écouteur. La capacité C définit la fréquence de coupure de l'amplificateur. Le dernier montage est une application Téléfunken.

566 DOUBLEURS DE FRÉQUENCE POUR GUITARE ÉLECTRIQUE

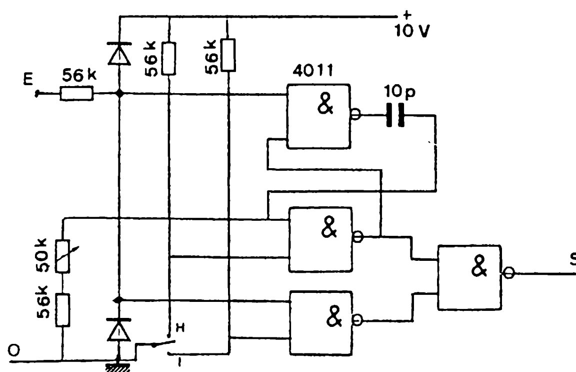


567



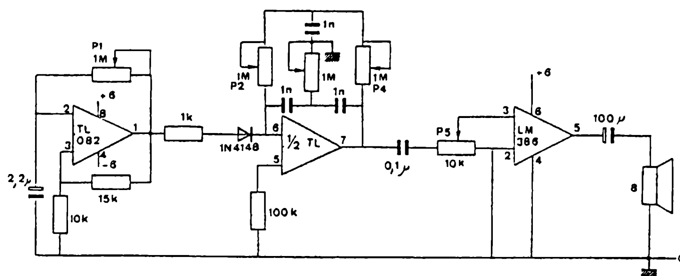
Ces dispositifs relèvent d'une octave la fréquence du signal appliqué à l'entrée, c'est-à-dire double sa fréquence. Ils peuvent être utilisés pour modifier le timbre d'une guitare électrique.

568 COMPRESSEUR D'OCTAVE



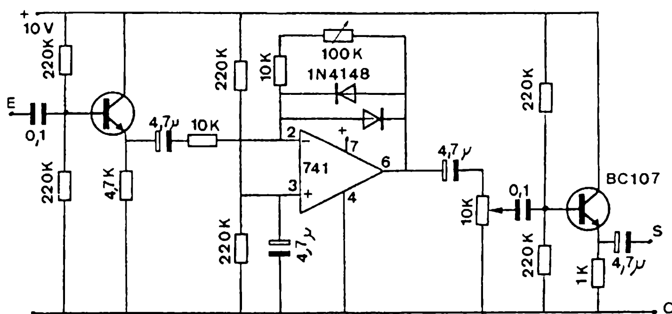
Cette bascule permet de descendre d'une octave. P permet de régler le diviseur de fréquence exactement par deux.

569 SYNTHÉTISEUR DE PERCUSSION



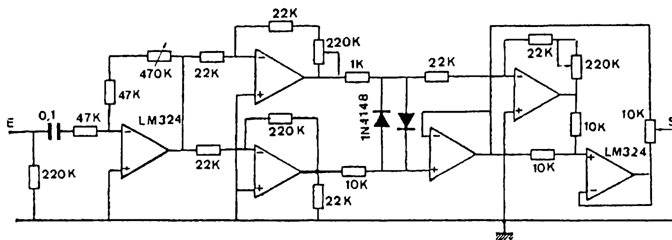
Ce circuit produit une série de percussions dont la fréquence est réglée par P_1. La tonalité sera réglée à l'aide de P_2, P_3 et P_4. P_5 règle le volume.

570 AMPLIFICATEUR DE DISTORSION

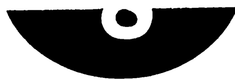


Ce montage sera utilisé pour les instruments de musique électroniques pour obtenir des effets spéciaux.

571 AMPLIFICATEUR À EFFETS SONORES SPECIAUX

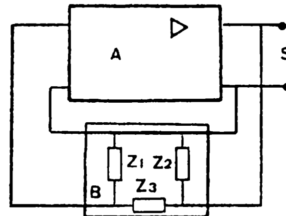


Cet amplificateur permet d'écrêter (commande P_3) ou de doubler la fréquence (commande P_2) du signal d'entrée. P_1 permet le réglage de la sensibilité.



GÉNÉRATION DE SIGNAUX

On peut considérer un oscillateur sinusoïdal comme un amplificateur accordé dans lequel on a appliqué en réaction, à l'entrée, une partie du signal de sortie.



L'oscillation se produit si les deux conditions suivantes sont satisfaites :

1. La phase du signal de réaction est telle qu'après sa transmission par l'amplificateur, le signal de réaction amplifié est exactement en phase avec le signal de sortie.
2. La nouvelle tension de sortie est égale ou supérieure à la tension de sortie initiale sans réaction. Ces deux conditions signifient que le gain de boucle du montage doit être réel et égal à 1 soit $A.B = 1$.

Ainsi pour qu'un montage soit capable d'engendrer des oscillations auto-entretenues, il faut que l'atténuation (B) apportée par le réseau de réaction soit exactement compensée par le gain (A) de l'amplificateur.

Principaux types d'oscillateurs

Selon la nature des impédances Z_1, Z_2 et Z_3, nous avons différents types d'oscillateurs. On distingue les oscillateurs RC, LC et à quartz.
Les oscillateurs LC sont généralement utilisés pour la création des signaux hautes fréquences. Pour les basses fréquences, on choisira un oscillateur RC plus facile à réaliser.
Les ondes de formes non sinusoïdales, telles qu'impulsions, dents de scies, signaux carrés ont une grande importance en électronique. Pour leur production, les transistors et les circuits intégrés servent généralement d'interrupteurs rapides plutôt que d'amplificateurs. Pour obtenir ces signaux, il existe différents montages correspondants à des fonctions bien définies.

- **Multivibrateurs :** Ce sont des montages dont la commutation entre deux états de fonctionnement (transistor bloqué ou saturé) peut être obtenus à l'aide de couplage de réaction. Les deux états peuvent être instables (multivibrateur astable, générateur de signaux carrés) ou l'un peut être instable et l'autre stable (multivibrateur monostable) ou encore les deux états peuvent être stables (multivibrateur bistable). Les différences entre ces montages résident dans les éléments de couplage. Ces montages ayant un taux de réaction important, délivrent des signaux carrés.

- **Trigger de Schmitt :** C'est une application particulière du montage bistable asymétrique. Le circuit est positionné dans un état lorsque la tension d'entrée dépasse un certain

niveau. Il bascule à nouveau lorsque la tension d'entrée revient sensiblement au même niveau que le précédent. L'hystérésis, c'est-à-dire la différence des niveaux de déclenchement du système, dépend du gain de boucle du montage.

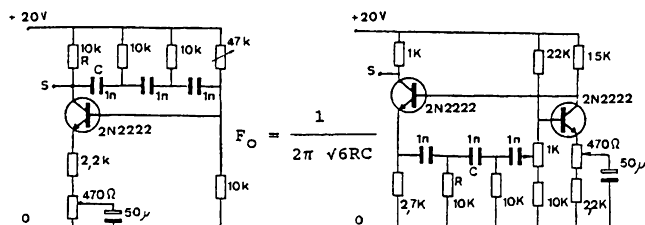
- **Conformateurs de signaux :** Partant d'une onde triangulaire symétrique, il est possible d'obtenir différentes courbes représentatives de fonctions sinusoïdales, arcs de paraboles, arcs d'exponentielles, etc.
Deux méthodes peuvent être utilisées :
- par approximation successive au moyen de réseaux à résistances et diodes
- en utilisant l'allure particulière de la caractéristique d'élément semi-conducteurs tels que diodes , transistors...

On peut également en partant d'une onde carrée obtenir une sinusoïde de même fréquence au moyen de filtres (actifs ou passifs).

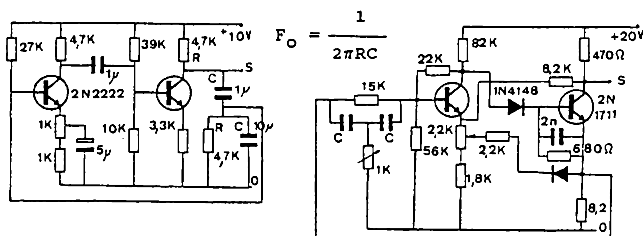
Oscillateur bloqué : L'oscillateur bloqué est un montage destiné à produire de brèves impulsions séparées par un espace précis. Il est généralement constitué d'un circuit de couplage par transformateur. Ce générateur d'impulsions a l'avantage d'avoir une faible impédance de sortie avec un signal de sortie qui peut être ajusté à une valeur d'amplitude quelconque par le choix du transformateur.

Générateur de fonctions : Au minimum, un générateur de fonctions délivre deux formes d'ondes, une rectangulaire et une autre triangulaire. Par limitation progressive, on peut transformer cette dernière en sinusoïde, c'est alors un montage conformateur.

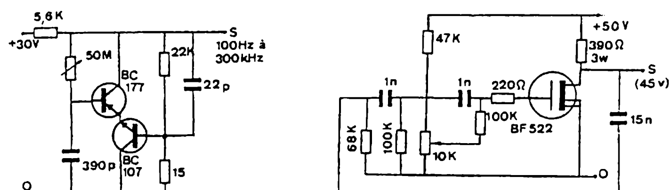
572-573 OSCILLATEURS R.C. (à transistors)



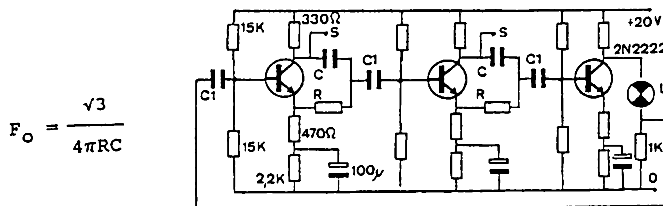
574-575



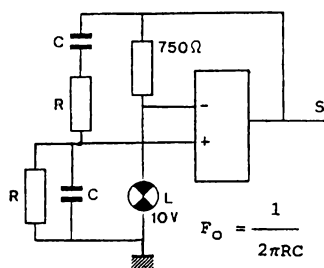
576-577

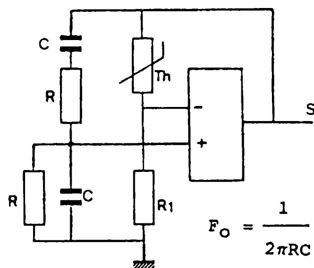


578

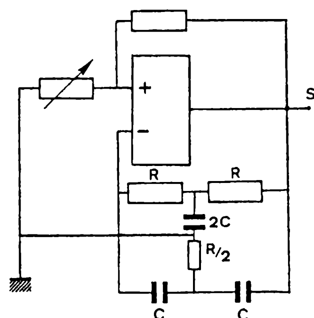


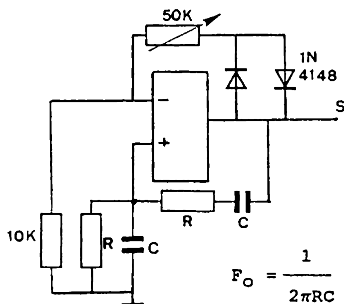
579-580 OSCILLATEURS R.C. (à amplificateurs linéaires intégrés)



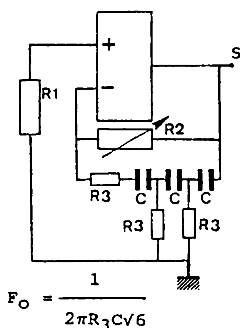


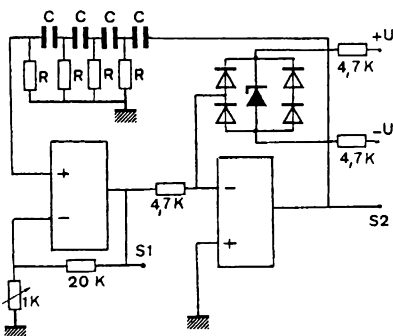
581-582



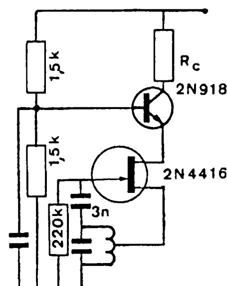


583-584

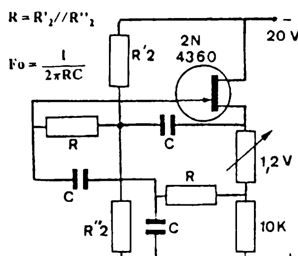




585-586 OSCILLATEURS A FET

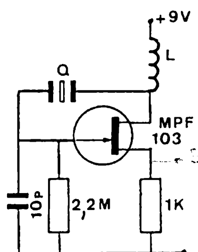


Ocillateur Hartley

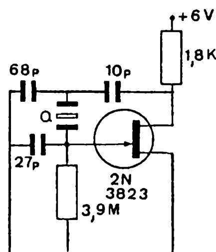


Ocillateur double T

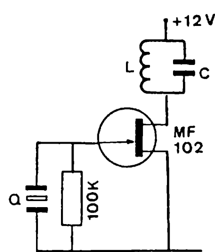
587-588-589



A



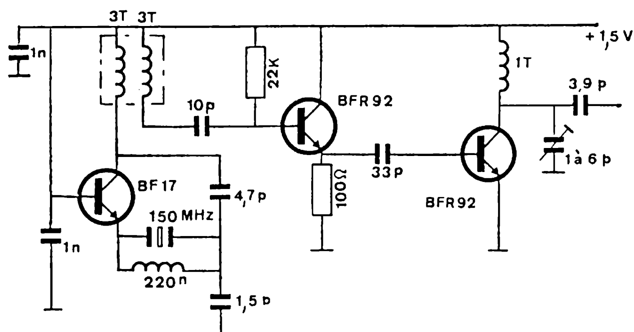
B



C

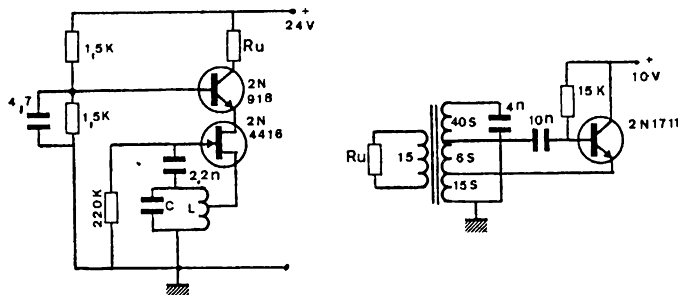
Oscillateur à quartz :
a) mode série ;
b) mode parallèle ;
c) mode parallèle over-tone

590 OSCILLATEUR 450 MHz

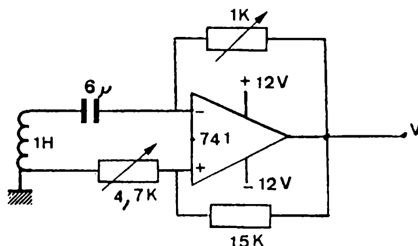


Cet oscillateur délivre un signal sinusoïdal à 450 MHz pour les circuits récepteurs à conversion directe et fonctionne sous une tension de 1,5 V.

591-592 OSCILLATEURS L.C. À TRANSISTOR

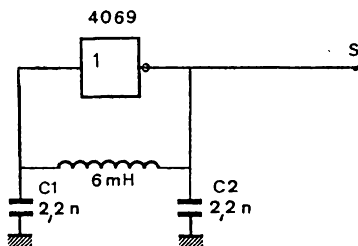


593 OSCILLATEUR L.C. À AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL



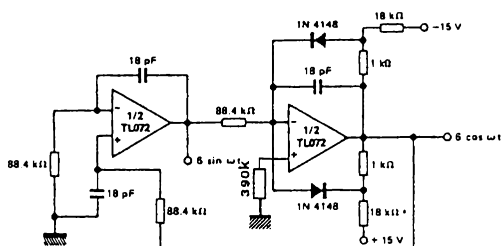
Ce montage fournit une onde très pure (moins de 0,5 % de distorsion). L'emploi d'un circuit plus performant du point de vue de la bande passante permet d'atteindre plusieurs mégahertz.

594 OSCILLATEUR L.C. À CIRCUIT CMOS

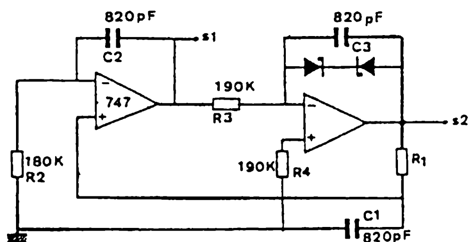


Un circuit NAND de technologie CMOS peut réaliser un oscillateur L.C avec une onde assez pure. La tension d'alimentation a peu d'influence sur la fréquence. On fait généralement $C_1 = C_2$.

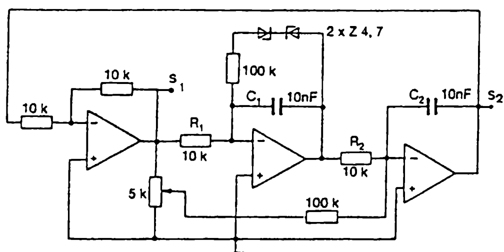
595 OSCILLATEURS À DÉPHASAGES



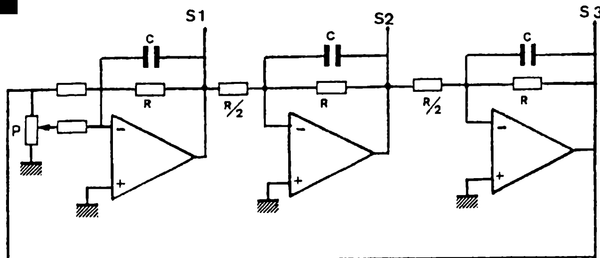
596



597

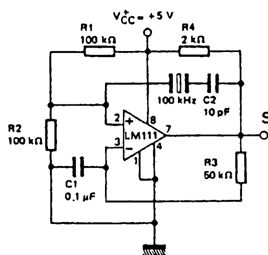


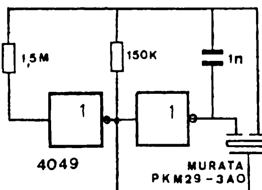
598



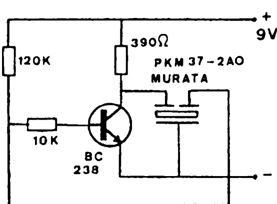
Cet oscillateur triphasé est réalisé par trois amplificateurs opérationnels montés en boucle. Nous avons ici trois intégrateurs. La fréquence d'oscillation est $F_o = \frac{3}{4}\pi RC$

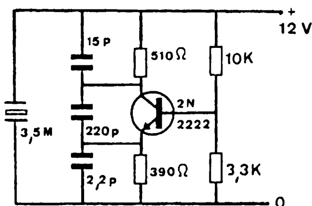
599-600 OSCILLATEURS À QUARTZ



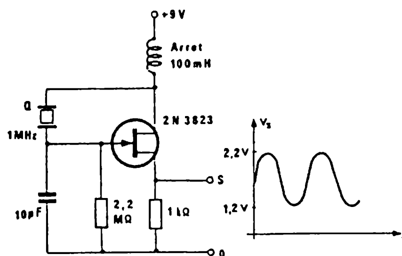


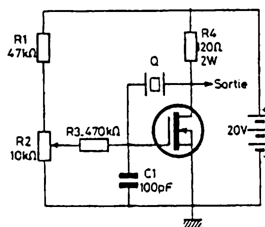
601-602



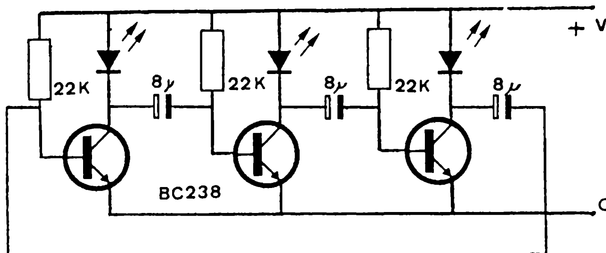


603-604



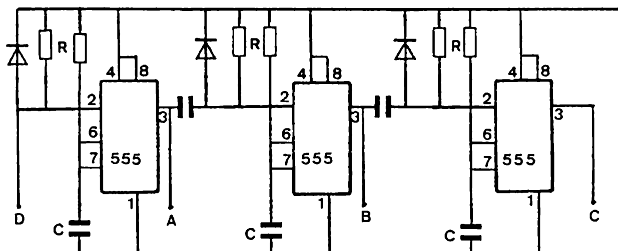


605 OSCILLATEURS EN ANNEAU



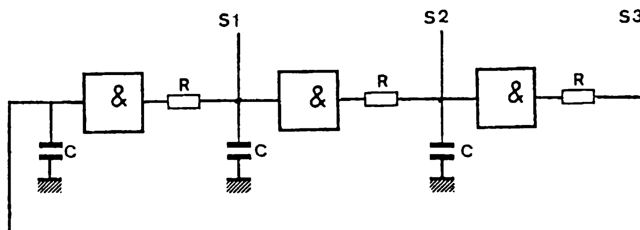
Dans ce circuit, les LED s'allument successivement deux par deux, la troisième étant éteinte. Le principe de fonctionnement est basé sur l'asymétrie des composants. Si la symétrie est trop bonne, il peut très bien ne pas fonctionner à la première mise sous tension.

606



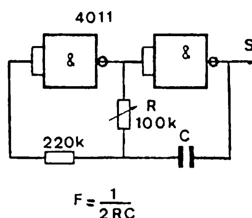
Ce montage est un séquenceur. Les séquences sont proportionnelles à RC et indépendantes. En rebouclant la sortie C sur l'entrée de déclenchement D, on obtient une horloge multiphase. Le nombre de séquences peut être très élevé.

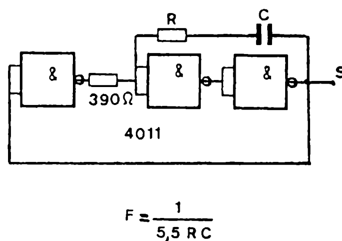
607



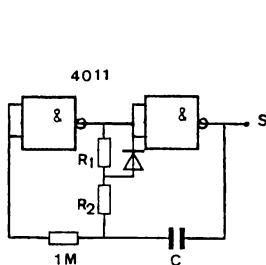
Cet oscillateur à déphasage présente l'avantage de délivrer trois tensions déphasées de 120°. Un tel circuit peut servir de pilote à un convertisseur statique triphasé fonctionnant à 50 Hz ou 400 Hz.

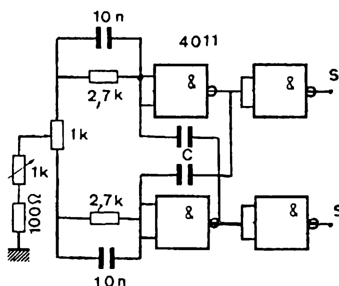
608-609 MULTIVIBRATEURS À PORTES LOGIQUES



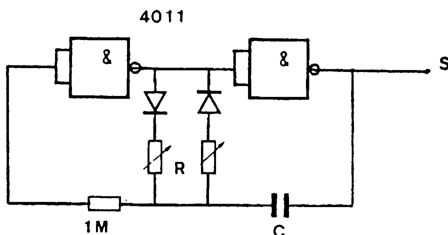


610-611



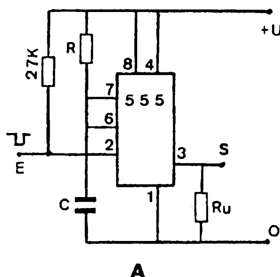


612

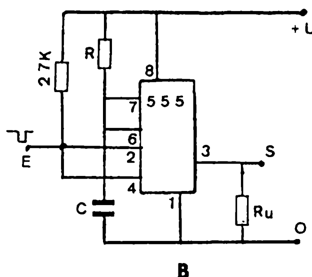


L'adjonction de deux diodes et de deux résistances dans le circuit RC de ce multivibrateur permet de différencier le temps de charge et de décharge du condensateur donc d'agir sur le rapport cyclique.

613-614 MONOSTABLES (NE 555)



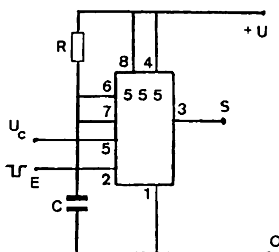
A

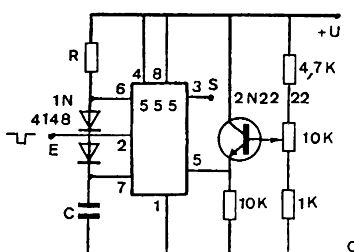


B

Pour le montage B, si une impulsion de déclenchement intervient avant la fin de l'état instable, l'état de sortie ne sera pas changé, on obtient ainsi un diviseur de fréquence.

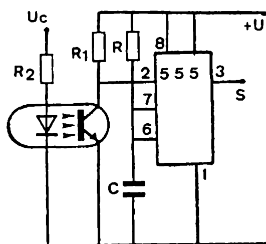
615-616



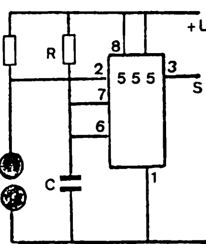


La broche 5, appelée «control voltage» est connectée au diviseur de tension de référence interne. En faisant varier son potentiel (normalement de 2/3 de *U*), on modifie les seuils de basculement des comparateurs et, par voie de conséquence, la largeur de l'impulsion générée.

617-618

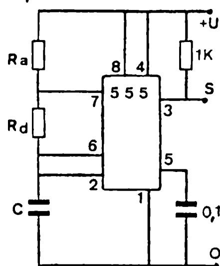


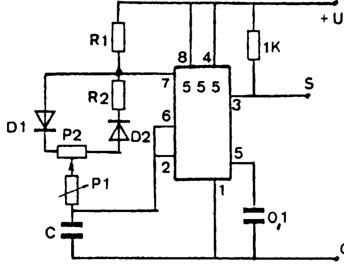
Monostable à commande isolée



Monostable à commande par touche

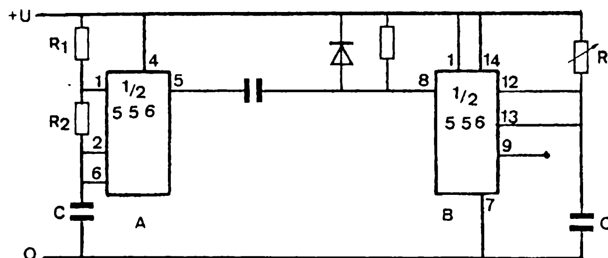
619-620 ASTABLES (NE 555)





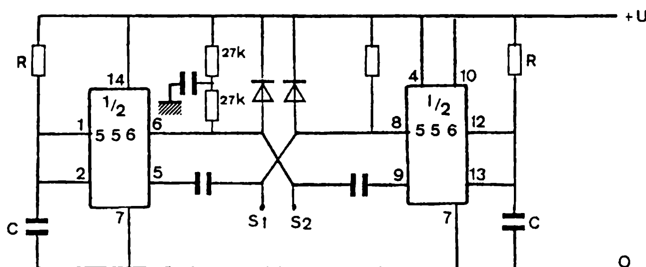
Pour le montage B, la résistance R1 est remplacée par un réseau comportant P_1, P_2, D_1 et D_2, modifiant le circuit de charge et de décharge de C en rendant le rapport cyclique variable. P_1 règle la fréquence et P_2 le rapport cyclique.

621



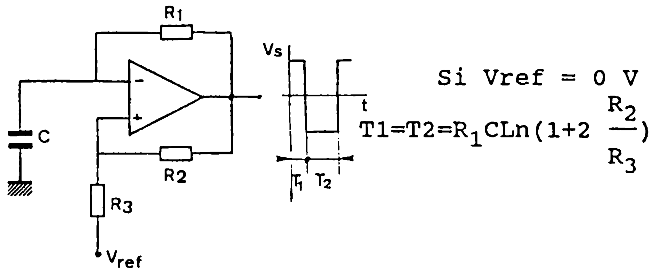
Ce circuit utilise un 556 qui est un double 555 de haute stabilité. La fréquence de récurrence est déterminée par l'oscillateur A et le rapport cyclique par le monostable B.

622



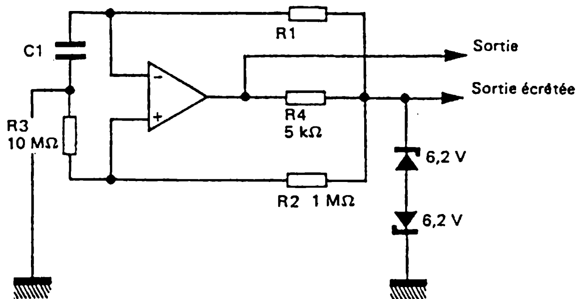
Ce montage assure le maximun de stabilité en température et évite que la première période ne soit plus longue que les suivantes. L'oscillateur démarre dans un état préférentiel.

623 GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX CARRÉS (Multivibrateur)

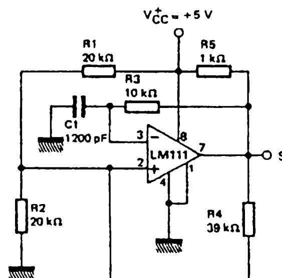


Dans ce montage classique le rapport cyclique est fonction de la tension de référence.

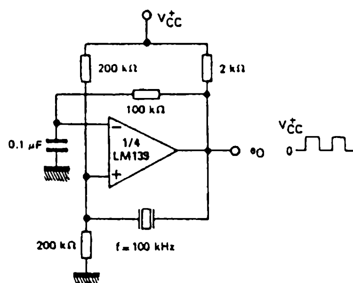
624 GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX CARRÉS BASSES FRÉQUENCES

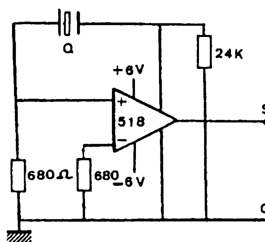


625 GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX CARRÉS (10 kHz)

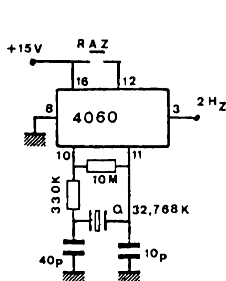


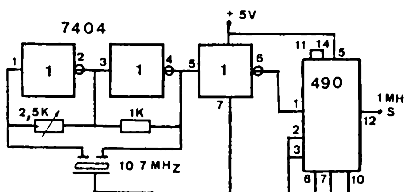
626-627 GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX CARRÉS À QUARTZ



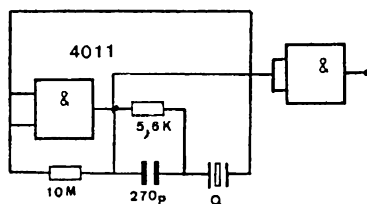


628-629

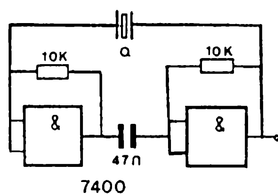




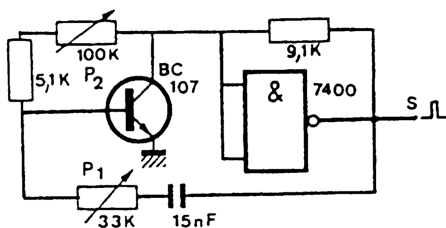
630



631

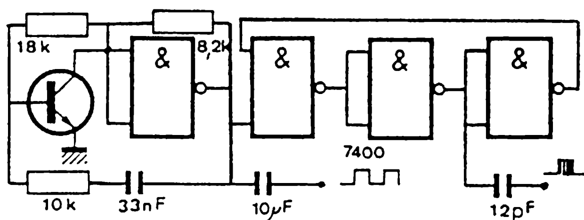


632 GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS



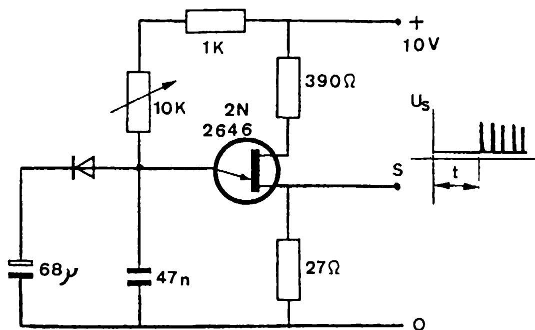
Pour ce circuit la fréquence de récurrence peut aller de 0,2 Hz à 500 kHz en changeant la valeur de C. P_2 règle la fréquence et P_1 le rapport cyclique.

633



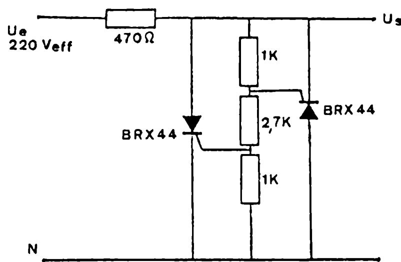
On utilise ici le principe du montage précédent pour moduler un second générateur afin d'obtenir un «signal tracer» pour TV. La porteuse est environ de 18 MHz et la modulation de 300 Hz.

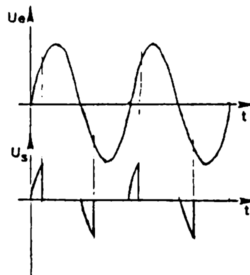
634 GÉNÉRATEUR D'IMPULSION AVEC RETARDEMENT



A l'aide du réseau annexe constituée par la diode et le condensateur chimique, on retarde l'apparition du premier cycle de charge du condensateur de relaxation.
En régime établi tout se passe comme pour le circuit standard.

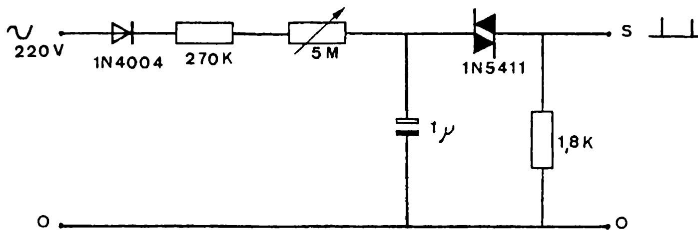
635 GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS





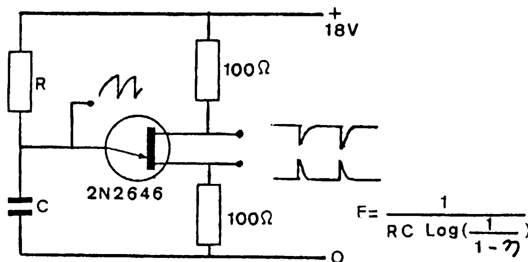
Ce circuit est équivalent à un diac ajustable. Les niveaux de déclenchement sont réglés par R_2, R_3, R_4 avec $R_3 > R_1$ et $R_2 = R_3$. Les valeurs indiquées sur le schéma sont données pour une alimentation secteur de 220 V.

636



Ce circuit permet d'obtenir des impulsions positives (ou négatives si on inverse D). L'amplitude de ces impulsions est fonction du diac utilisé. P règle la fréquence.

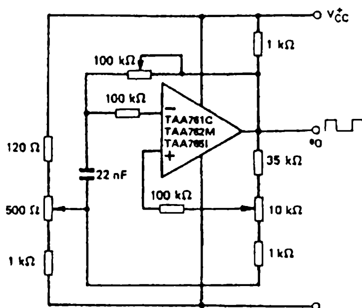
637



$$F = \frac{1}{RC \operatorname{Log}\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

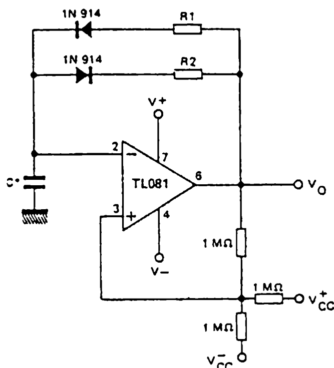
Ce circuit délivre trois signaux différents selon l'électrode choisie. La fréquence de récurrence est donnée dans tous les cas par la formule ci-contre. symbolise le rapport intrinsèque de l'U.J.T

638 GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS



Ce montage permet d'obtenir des impulsions réglables en fréquence (P_1 et P_2) et en rapport cyclique (P_3). L'amplitude du signal de sortie est fonction de *V*cc.

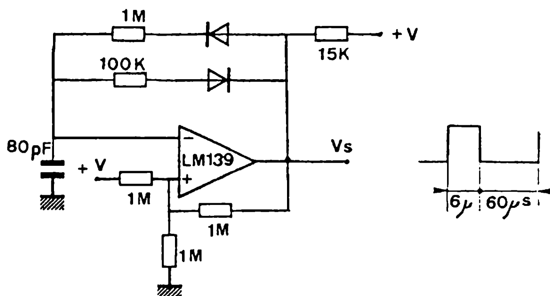
639 GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS



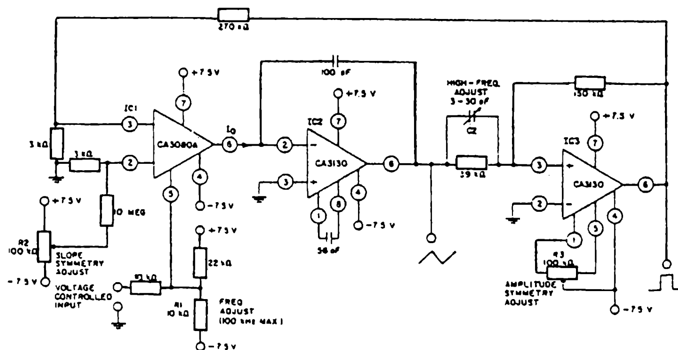
$$Th = R1CLn\left(\frac{4,8-2Vcc}{4,8-Vcc}\right)$$

$$Tl = R2CLn\left(\frac{2Vcc-7,8}{Vcc-7,8}\right)$$

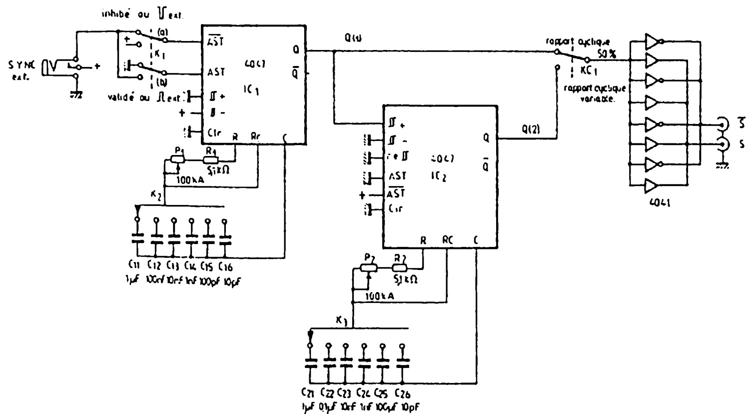
640



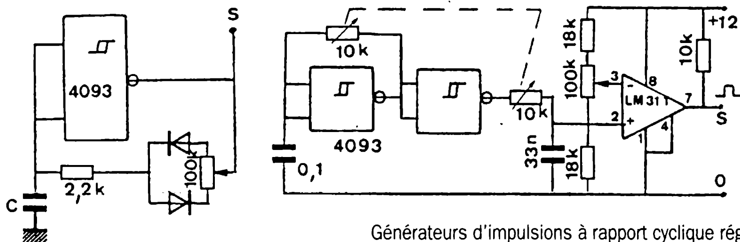
641 GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS



642

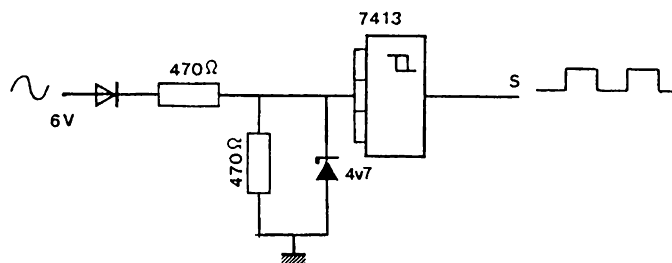


643-644

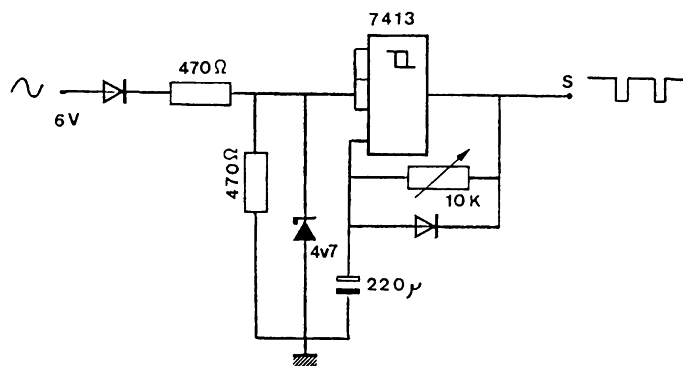


Générateurs d'impulsions à rapport cyclique réglable.

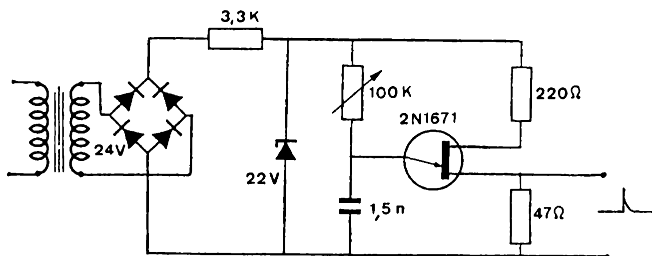
645 GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS SYNCHRONISÉES SUR LE SECTEUR



646

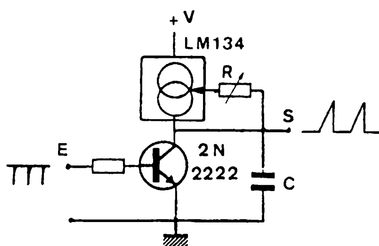


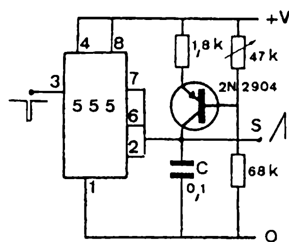
647



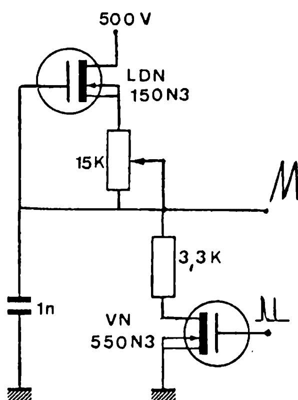
Les impulsions de sortie dont la fréquence est ici de 100 Hz, à cause du redressement double alternance, sont asservies au secteur et à sa stabilité.

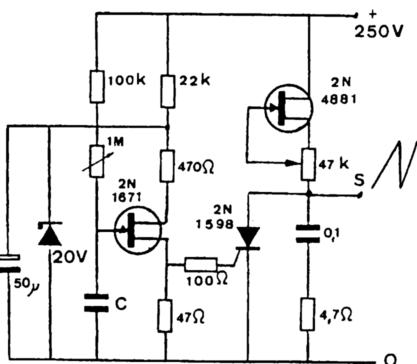
648-649 GÉNÉRATEURS DE RAMPE (Intégrateurs)





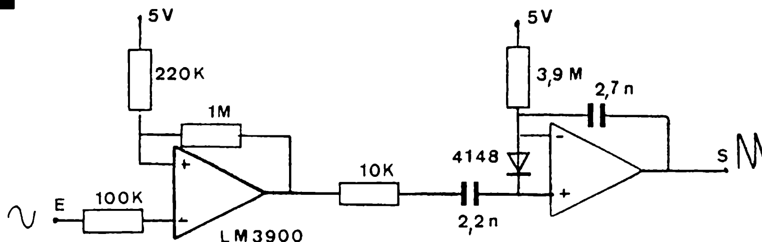
650-651





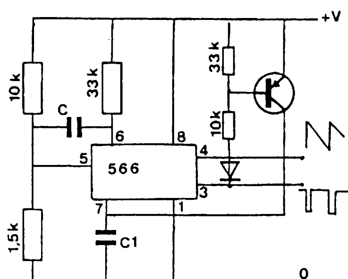
Générateurs de rampe haute tension.

652

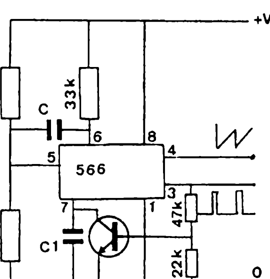


Dents de scie synchronisées sur le secteur.

653-654 GÉNÉRATEURS DE RAMPES

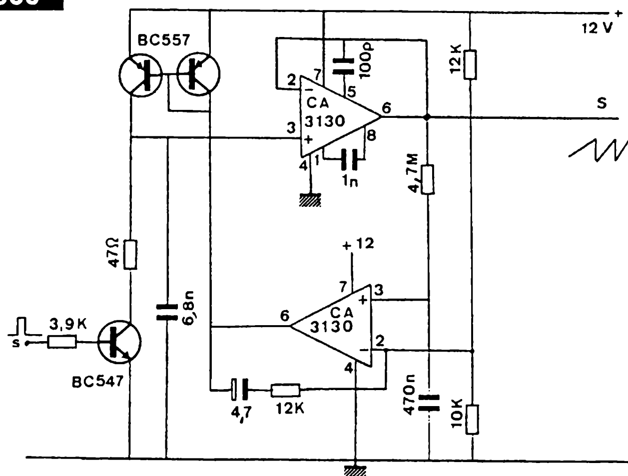


Rampe négative

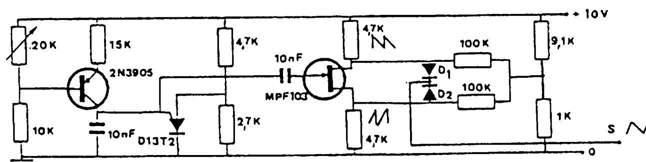


Rampe positive

655

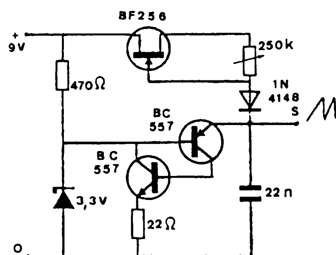


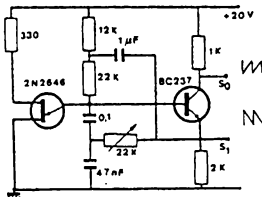
656



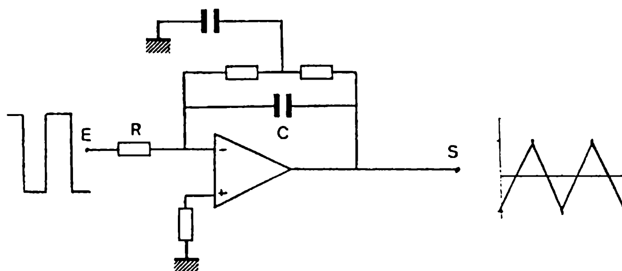
Ce montage fonctionne par juxtaposition de dents de scie.

657-658 GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX TRIANGULAIRES





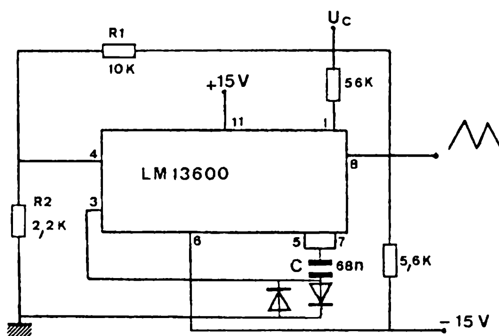
659



L'application de signaux carrés à l'entrée de cet intégrateur permet d'obtenir des signaux triangulaires dont la tension de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée.

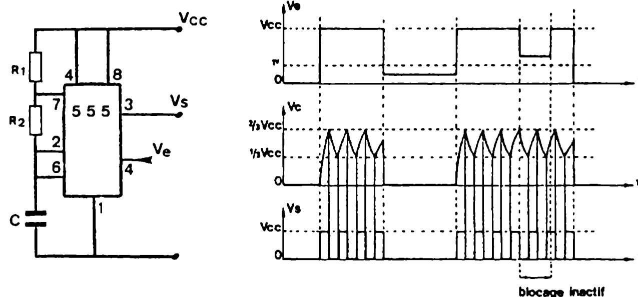
$$V_0 = \frac{V_{emax}\,T}{R_c}$$

660

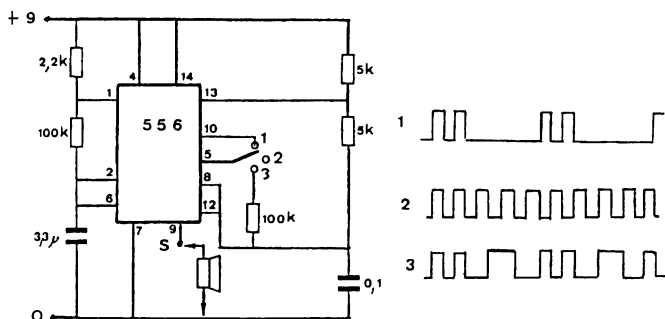


Dans ce montage, l'amplificateur est couplé en contre réaction par l'intermédiaire du diviseur de tension R_1, R_2 et de C qui se charge et se décharge de façon linéaire.
La fréquence du signal est commandée par U_c.

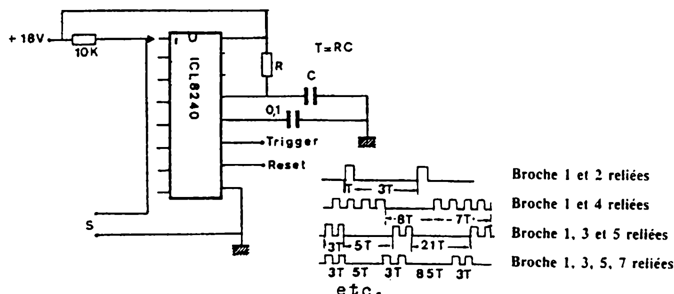
661 GÉNÉRATEURS DE SALVES



662

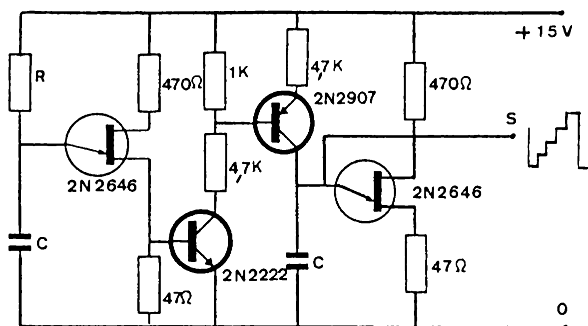


663

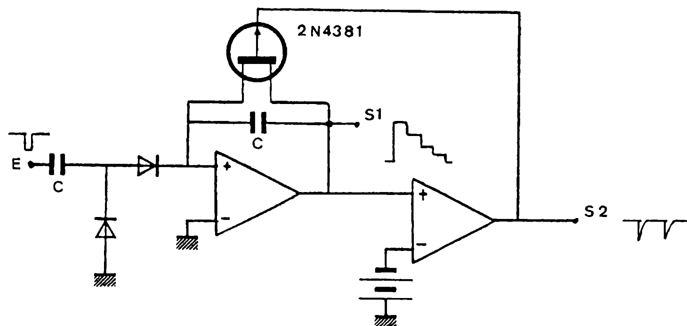


Suivant les connexions effectuées sur le compteur programmable ICL 8240, on peut obtenir les signaux représentés ci-contre.

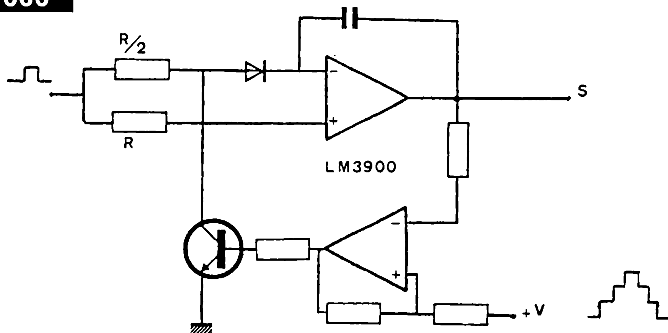
664 GÉNÉRATEURS DE MARCHES D'ESCALIER



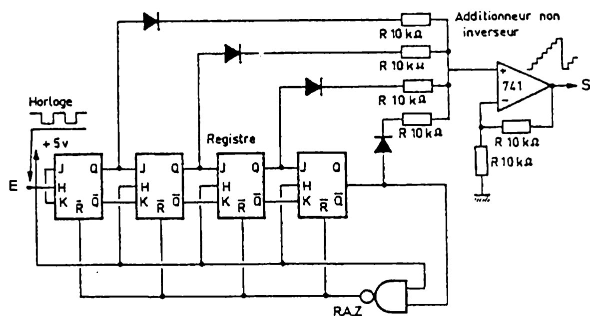
665



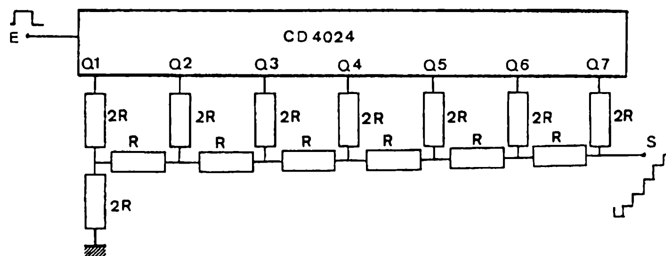
666



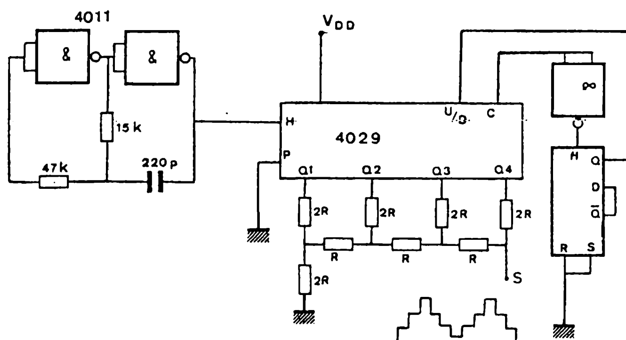
667 GÉNÉRATEURS DE MARCHES D'ESCALIER



668



669



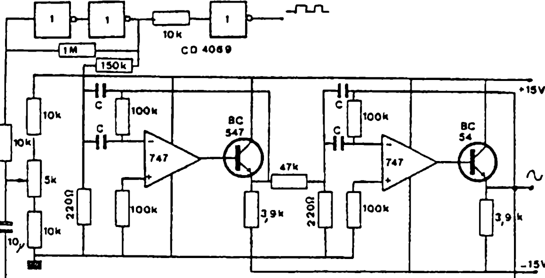
670 GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

Dans ce montage, le premier amplificateur est monté en trigger dont l'hystérésis est telle que les seuils de basculement sont symétriques par rapport à la masse. Le deuxième amplificateur est monté en intégrateur de Miller. L'association des deux circuits permet d'obtenir des signaux carrés ainsi que des signaux triangulaires.

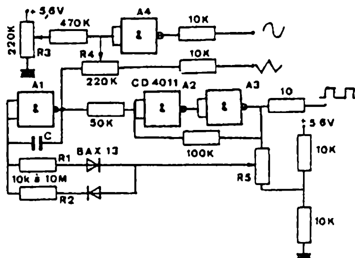
671

Le circuit intégré 566 est ici utilisé en générateur de signaux, ce circuit possède un V.C.O. interne que l'on met à profit pour obtenir des signaux triangulaires, carrés ainsi que des impulsions. L'amplitude crête est de 5 V environ pour les signaux carrés et de 1,5 V pour les autres fonctions.

672 GÉNÉRATEURS DE FONCTIONS

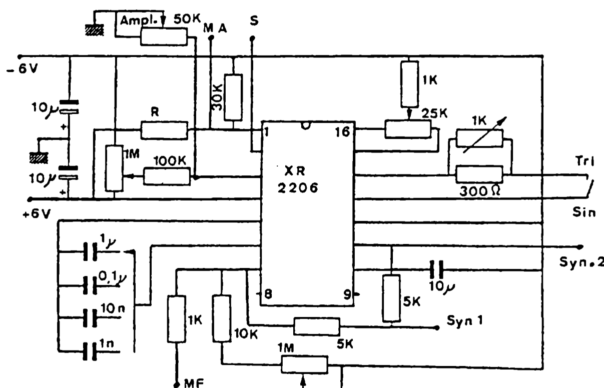


673



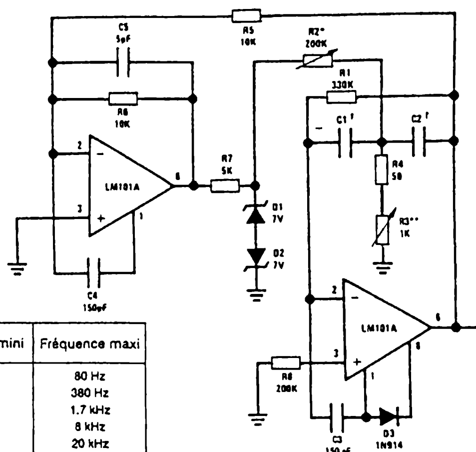
Dans ce montage, la porte C.MOS 4011 est utilisée en amplificateur opérationel avec un gain de boucle ouverte de 100. Le générateur est formé d'un intégrateur A_1 et d'un circuit de retard, d'une bascule de Schmitt A_1-A_2, et d'un convertisseur triangulaire/sinusoïdal A_4. La forme des signaux sinusoïdaux dépend de la fonction de transfert de A_4 et peut être calibrée au moyen des potentiométres R_3 et R_4.

674



Ce montage présenté par EXAR donne des signaux qui peuvent être modulés en fréquence (de 1 Hz à 100 Hz) avec une amplitude 6 V sur 600 Ω.

675 GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS



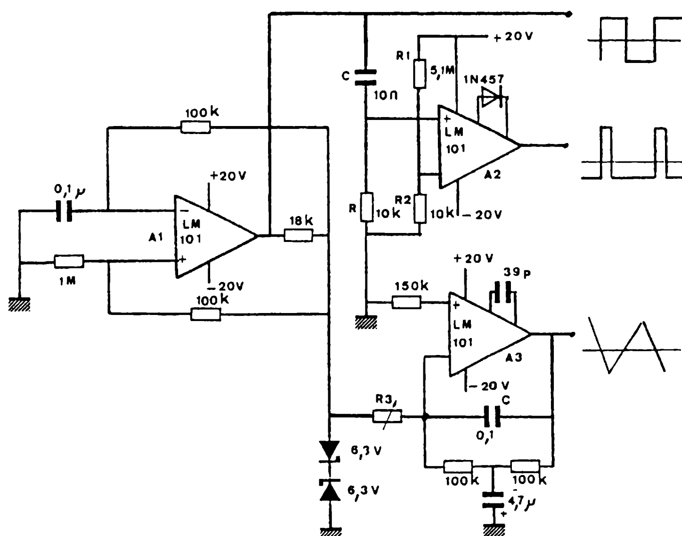
† C1 = C2
•• Réglage Fréquence
• Réglage niveau de rabotage

$$F_0 \approx \frac{1}{2\pi C_1 \sqrt{R_3 R_1}}$$

C_1, C_2	Fréquence mini	Fréquence maxi
0.47 µF	18 Hz	80 Hz
0.1 µF	80 Hz	380 Hz
.022 µF	380 Hz	1.7 kHz
.0047 µF	1.7 kHz	8 kHz
.002 µF	4.4 kHz	20 kHz

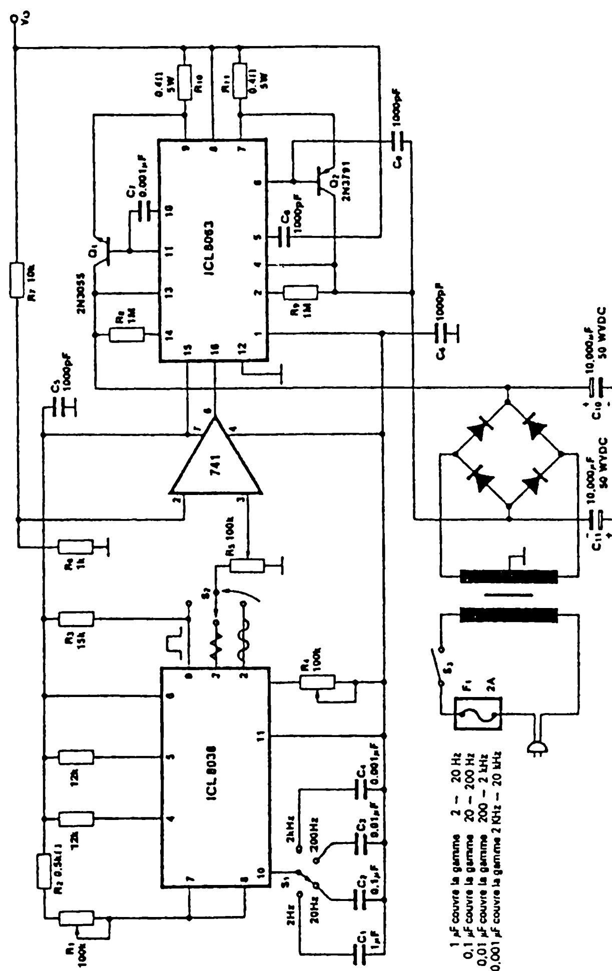
Ce montage permet d'obtenir un signal de fréquence pouvant varier entre 20 Hz et 20 kHz.

676



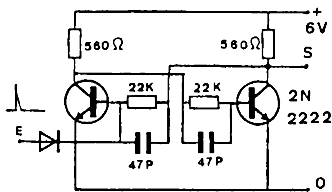
Nous avons ici un multivibrateur astable réalisé à l'aide de l'amplificateur A_1 suivi d'un monostable A_2 qui permet d'obtenir des impulsions. Le rapport cyclique de ce signal est ajusté à l'aide de la constante de temps RC ou par le pont diviseur R_1 et R_2. Le troisième amplificateur est un intégrateur.

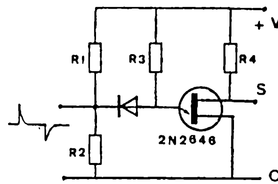
677 GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS



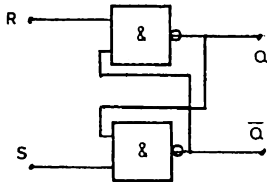
Ce montage présenté par INTERSIL permet d'obtenir des signaux de 50 V_{cc} pour une fréquence comprise entre 2 Hz et 20 kHz.

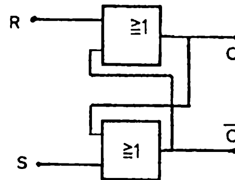
678-679 BISTABLES



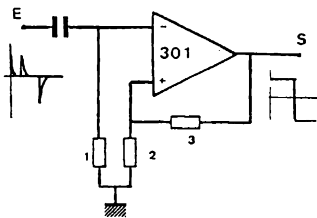


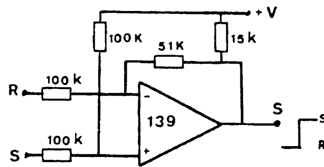
680-681



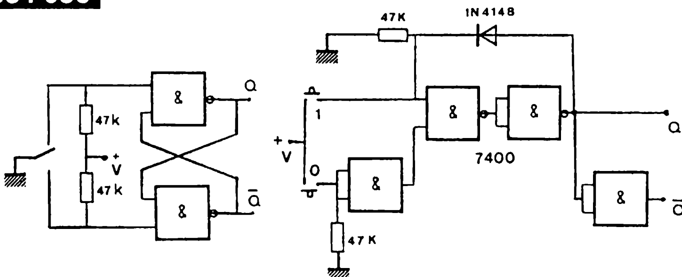


682-683



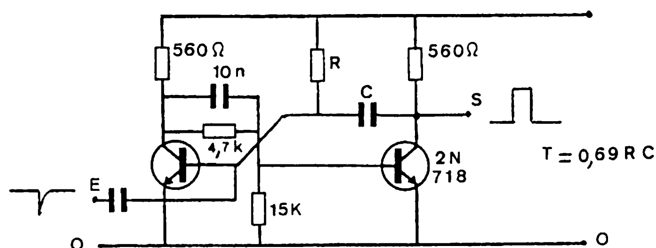


684-685

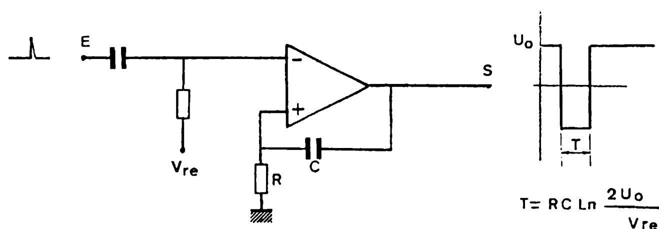


Montage anti-rebonds.

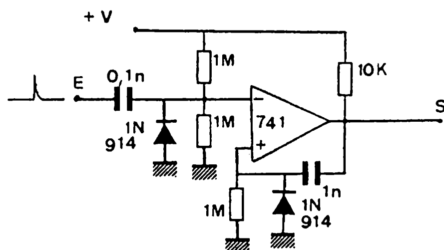
686 MONOSTABLES



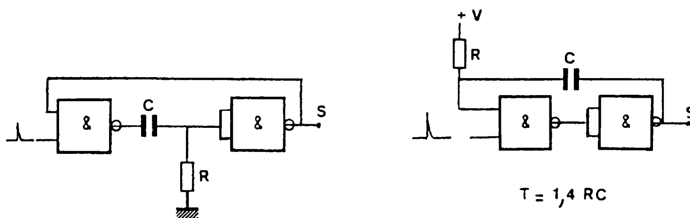
687



688

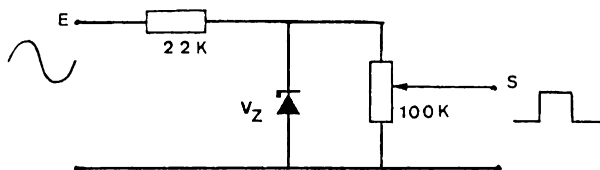


689-690

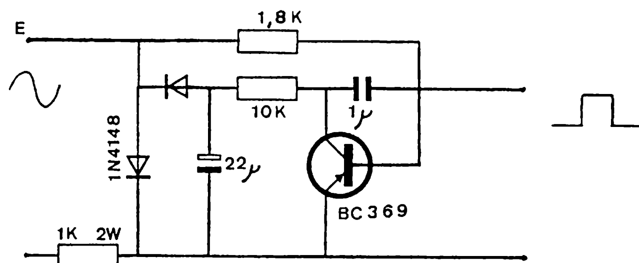


Ces montages univibrateurs présentent la propriété, lorsqu'ils sont déclenchés par une impulsion de commande, de passer dans un état opposé et de rester dans cet état pendant une durée $T = 0{,}69\ RC$.

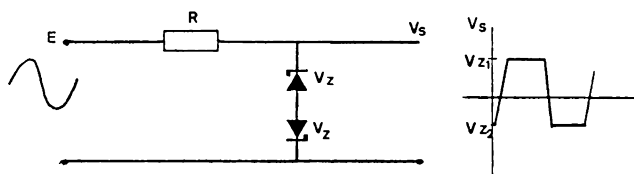
691 CONFORMATEURS



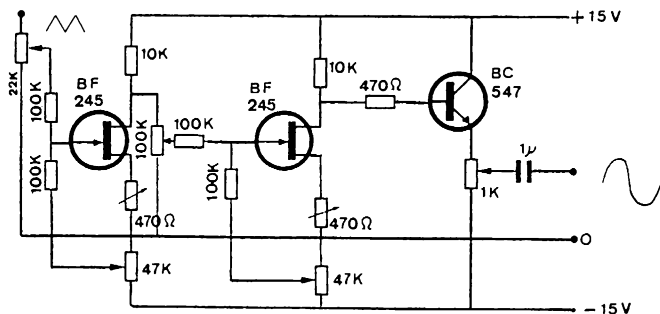
692



693

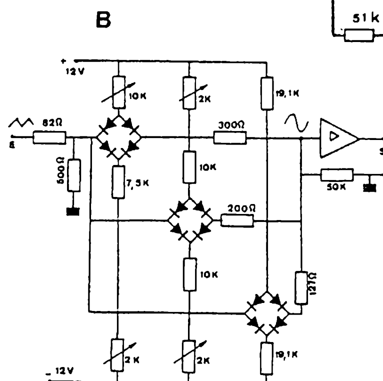


694

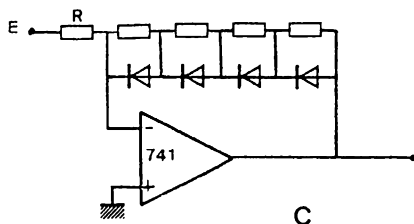


695 CONFORMATEURS

696

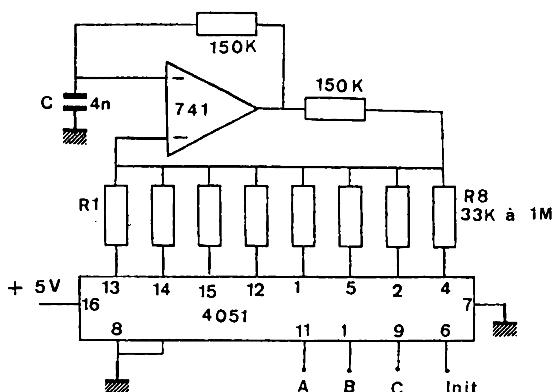


697



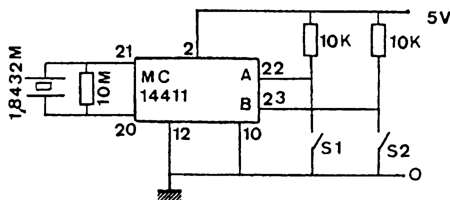
Partant d'une onde triangulaire symétrique, il est possible d'obtenir une sinusoïde Dans le montage A, les diodes qui seront obligatoirement des diodes au germanium à faible chute de tension, sont polarisées par une source de courant constant (T_1, T_2). L'intensité du courant dans le pont diviseur sera relativement important devant celle qui traverse les diodes, afin de ne pas déplacer le point de fonctionnement de ces diodes. Dans ce montage, les diodes D_1 à D_4 servent de conformateur aux alternances positives et les diodes D_5 à D_8 aux alternances négatives. Dans le montage C, les résistances qui sont en parallèles sur les diodes, sont déterminées approximativement. Elles seront fonction de *R* et du niveau du signal d'entrée. En inversant les diodes, on inverse le sens des arcs de paraboles.

698 OSCILLATEUR COMMANDE EN BINAIRE



Dans ce schéma d'oscillateur, un amplificateur opérationnel délivre des signaux carrés dont la fréquence est déterminée par le condensateur C et R_1 à R_8. Le multiplexeur 4051 sélectionne une voie à partir de l'information binaire appliquée à ses entrées et choisit une des résistances dont la valeur aura été préalablement fixée.

699 GÉNÉRATEUR À FRÉQUENCES MULTIPLES

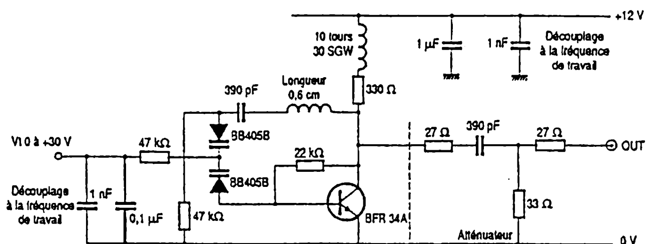


broche Nr.	sortie Nr.	fréquence de sortie (Hz) X64	X16	X8	X1
1	F1	614.4 k	153.6 k	76.8 k	9600
17	F2	460.8 k	115.2 k	57.6 k	7200
2	F3	307.2 k	76.8 k	38.4 k	4800
16	F4	230.4 k	57.6 k	28.8 k	3600
3	F5	153.6 k	38.4 k	19.2 k	2400
15	F6	115.2 k	28.8 k	14.4 k	1800
4	F7	76.8 k	19.2 k	9600	1200
5	F8	38.4 k	9600	4800	600
7	F9	19.2 k	4800	2400	300
6	F10	12.8 k	3200	1600	200
8	F11	9600	2400	1200	150
14	F12	8613.2	2153.3	1076.6	134.5
13	F13	7035.5	1758.8	879.4	109.9
9	F14	4800	1200	600	75
18	F15	921.6 k	921.6 k	921.6 k	921.6 k] fixe
19	F16	1.843 M	1.843 M	1.843 M	1.843 M] fixe

Le MC 14411 (Motorola) permet d'obtenir 16 fréquences sur 16 broches différentes. Le schéma ne représente pas ces sorties. En fonction de la position de S_1 et de S_2, on obtient le facteur de division suivant :

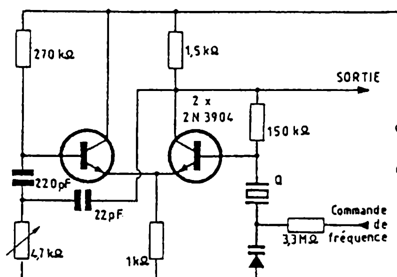
S1	S2	Facteur
0	0	x 1
0	1	x 8
1	0	x16
1	1	x64

700 V.C.O. HAUTE FRÉQUENCE



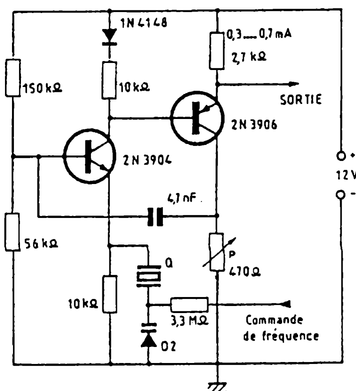
La variation de la tension d'entrée entre 0 et 30 V fait varier la fréquence de 1,5 à 2,2 GHz.

701 V.C.O. À QUARTZ ET À DIODES VARICAP



A

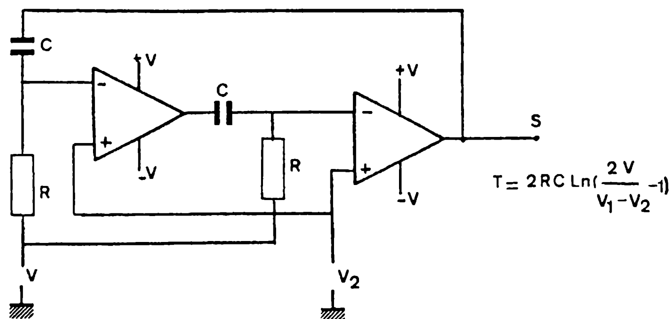
702



B

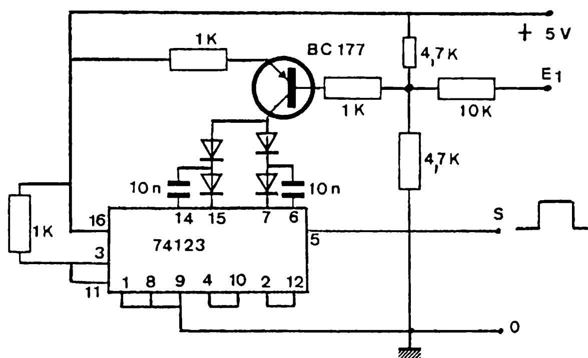
Dans ces montages, la fréquence d'oscillation du quartz est ajustée avec une diode varicap montée en série avec le quartz. L'ensemble «quartz-diode varicap» est ici utilisé comme éléments de découplage.
Le montage A peut fonctionner de 100 kHz à 10 MHz avec un signal de sortie qui peut être réglé à 1 V_{cc} à l'aide de P.

703 MULTIVIBRATEURS À FRÉQUENCE COMMANDÉE



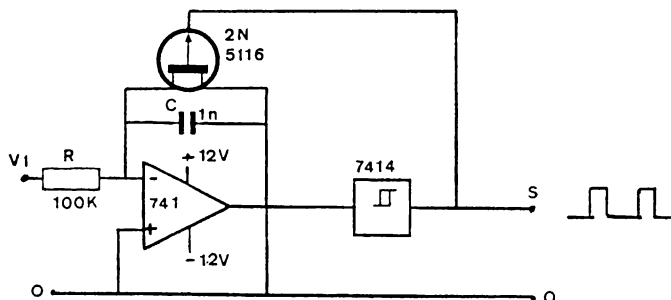
Le rapport cyclique du signal de sortie reste égal à 1 quelles que soient les valeurs des tensions de modulation. La commande peut se faire aussi bien avec V_1 qu'avec V_2. Si une valeur de tension de commande est utilisée, la seconde sera reliée à la masse.

704



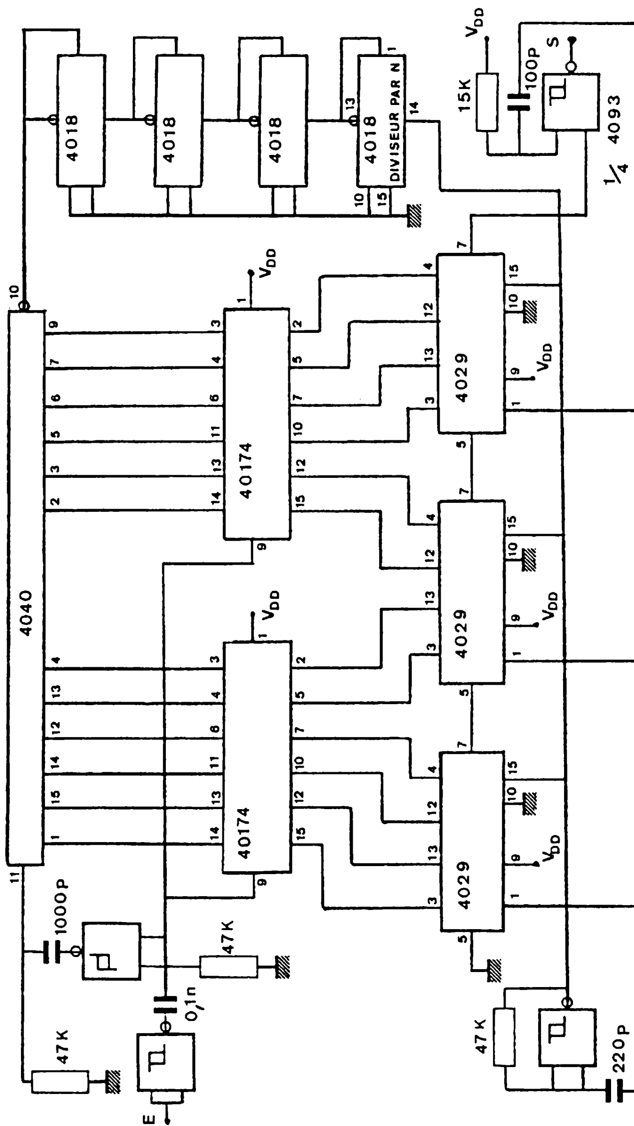
Le 74123 comporte deux bascules monostables qui sont mutuellement déclenchées par le front positif de sortie.
La fréquence du signal obtenu est liée à la tension sur l'entrée E_1 qui peut varier de 0 à 6 V.

705



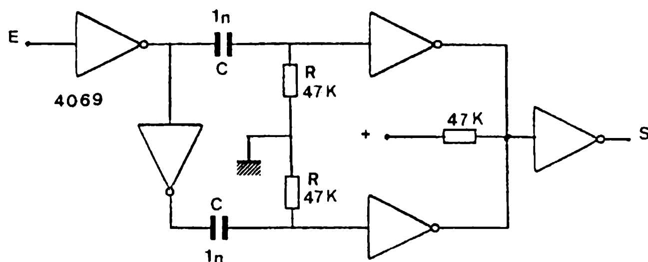
La fréquence du signal de sortie sera fonction de R, C et de la tension V_1.

706 MULTIPLICATEUR EN FRÉQUENCES BASSES



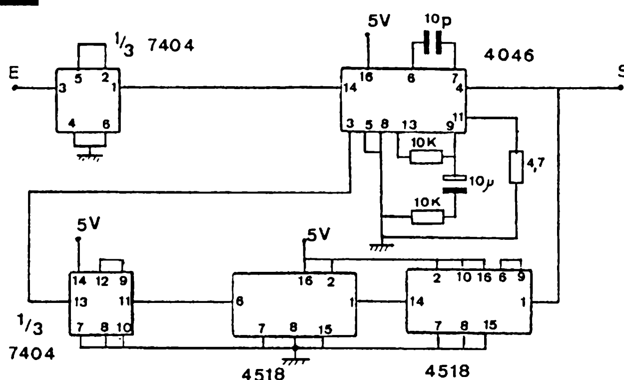
Cet ensemble peut multiplier la fréquence du signal d'entrée par un nombre compris entre 16 et 10 000 dépendant du rapport de division de la chaîne des compteurs 4018. Chaque compteur peut être programmé pour effectuer des divisions entre 2 et 10.

707 MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE



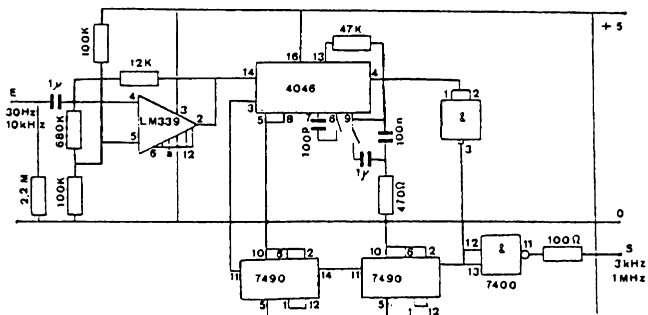
Le signal d'entrée qui doit être rectangulaire et d'amplitude compatible avec les circuits CMOS se retrouve en sortie avec une fréquence double.
Ce montage fonctionne pour une large gamme de fréquences mais il faudra adapter le circuit différenciateur RC.

708



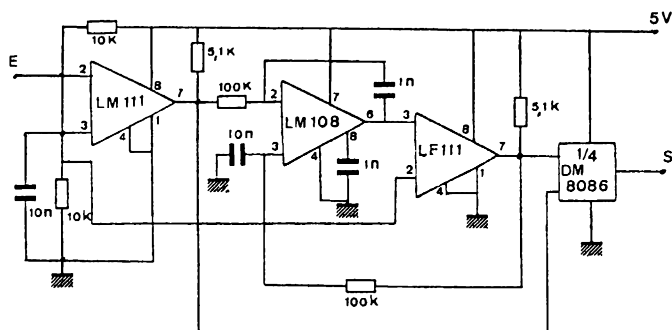
Ce synthétiseur de fréquence utilise un circuit 4046 qui est un PPL (Phase Locked Loop : Boucle de verrouillage de phase). Suivant le nombre et le branchement des compteurs BCD du type 4518, on peut obtenir un multiplicateur par 10, 100, 1000, etc.
Le montage représenté ici multiplie la fréquence d'entrée par 1000.

709



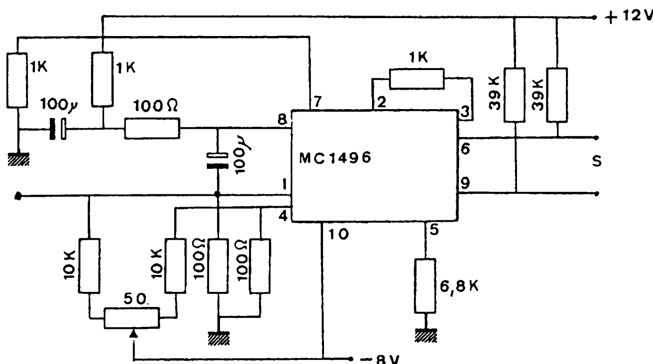
Ce montage est basé sur le même principe que le précédent.
Le commutateur permet de faire deux gammes de fréquences soit :
30 Hz à 300 Hz ou
200 Hz à 10 kHz.

710 MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE



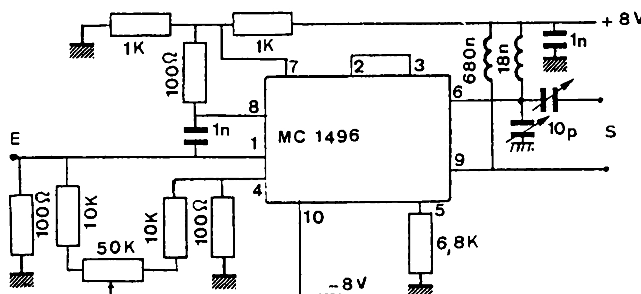
La gamme de fréquence de ce montage est comprise entre 5 kHz et 50 kHz ce qui correspond à une fréquence de sortie de 10 kHz à 100 kHz. Le circuit peut être alimenté en 5 ou 15 V. On peut donc l'utiliser en logique TTL OU MOS.

711



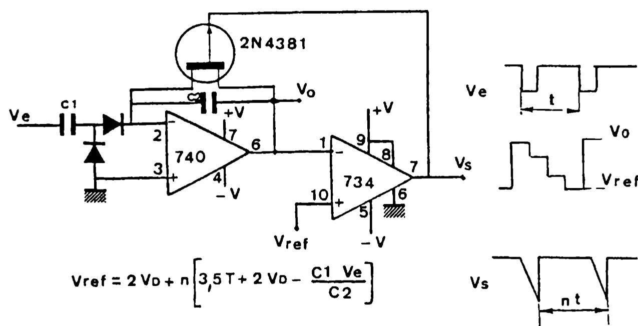
Nous avons ici des exemples d'applications particulières au circuit modulateur-démodulateur MC 1496 (Motorola). Cette figure représente un doubleur basse fréquence.

712



Nous avons ici un doubleur haute fréquence 150-300 MHz.

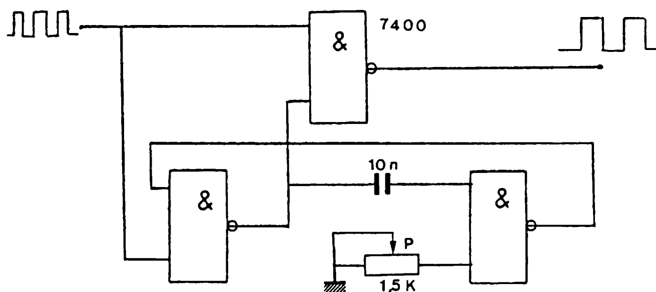
713 DIVISEURS DE FRÉQUENCE



$$V_{ref} = 2\,V_D + n\left[3{,}5\,T + 2\,V_D - \frac{C1\ Ve}{C2}\right]$$

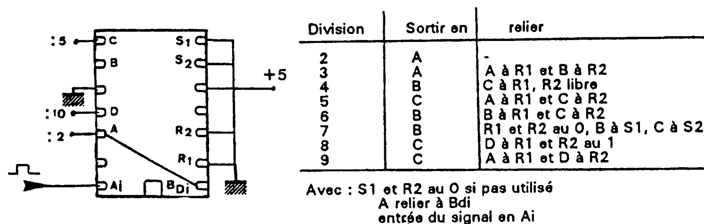
La fréquence des impulsions obtenue à la sortie de ce circuit sera fonction de la tension de référence et de la valeur des condensateurs.

714



Ce montage permet de diviser la fréquence d'une suite d'impulsions par un facteur qui peut atteindre 30 et que l'on peut régler à l'aide de P.

715

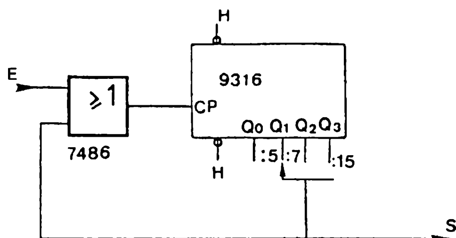


Division	Sortir en	relier
2	A	-
3	A	A à R1 et B à R2
4	B	C à R1, R2 libre
5	C	A à R1 et C à R2
6	B	B à R1 et C à R2
7	B	R1 et R2 au 0, B à S1, C à S2
8	C	D à R1 et R2 au 1
9	C	A à R1 et D à R2

Avec : S1 et R2 au 0 si pas utilisé
A relier à Bdi
entrée du signal en Ai

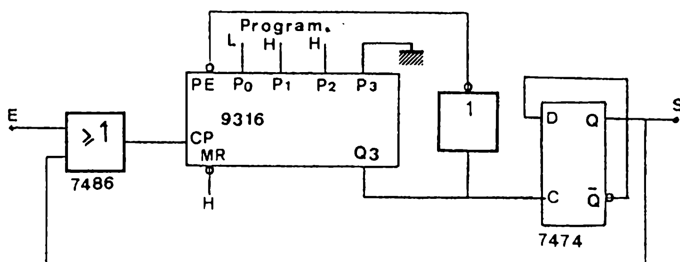
Suivant le câblage de la décade 7490, on divise une fréquence par un nombre N compris entre 2 et 10. Le tableau donné ici indique le câblage qu'il y a lieu de prévoir pour chaque cas.

716 DIVISEURS DE FRÉQUENCE AVEC RAPPORT CYCLIQUE 50 %



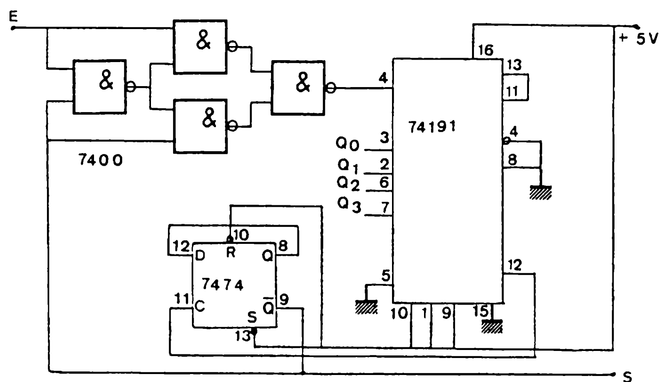
Diviseur par 3 ; 7 ou 15

717



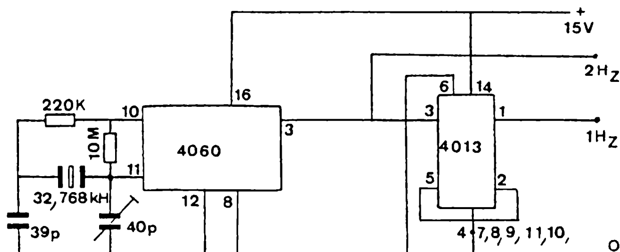
Diviseur programmable

718

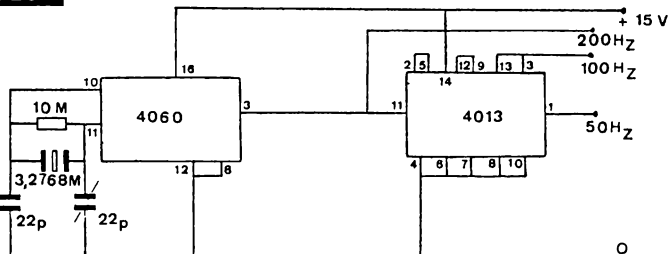


Diviseur impair

719 BASES DE TEMPS À QUARTZ

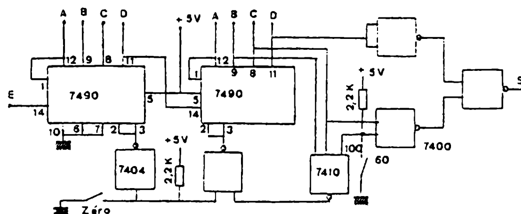


720

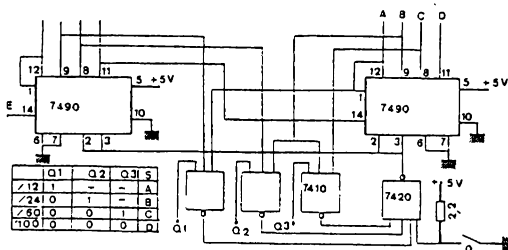


Ce montage classique utilise un quartz et deux circuits MOS, le premier utilisé comme oscillateur-diviseur par 214 et le second qui est une double bascule D, comme diviseur par deux et quatre.

721 DIVISEURS DE FRÉQUENCE LOGIQUES



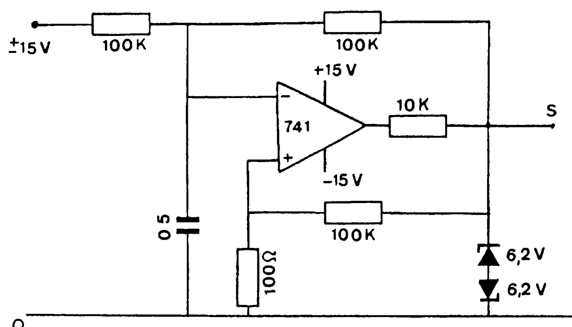
Diviseur par 60 ou 100



	Q1	Q2	Q3	S
/12	1	-	-	A
/24	0	1	-	B
/60	0	0	1	C
/100	0	0	0	D

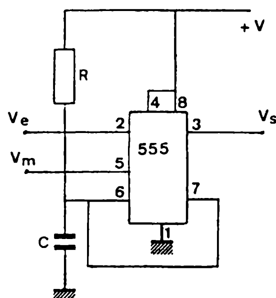
Diviseur par 12, 24, 60 ou 100.

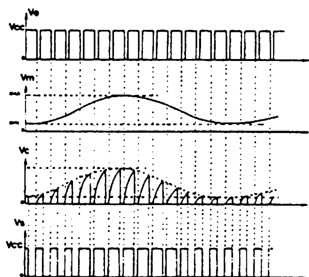
723 MODULATEURS DE LARGEUR D'IMPULSIONS



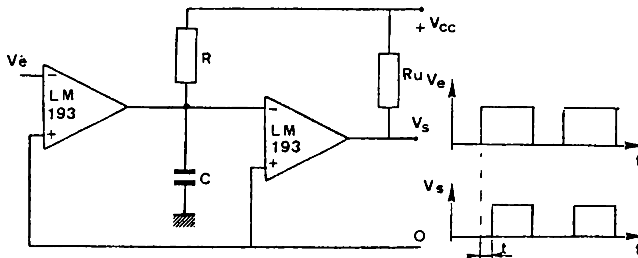
L'application d'une tension continue dans la boucle de réaction permet de faire varier le rapport cyclique de ce multivibrateur. Les diodes D_1 et D_2 permettent d'écrêter le signal de sortie.

724





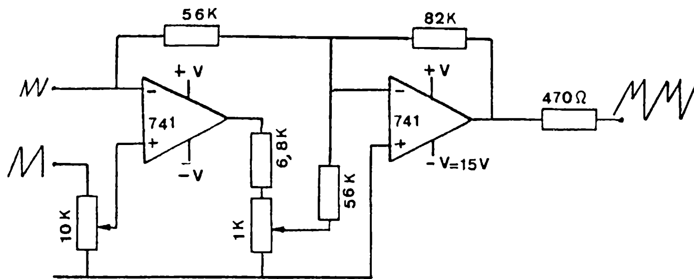
725 TEMPORISATEUR



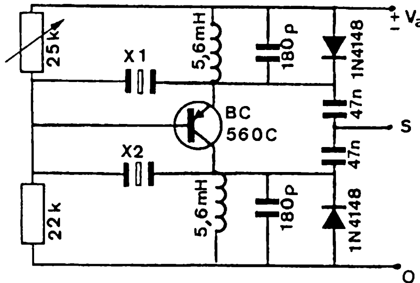
Le retard du signal à la sortie sera proportionnel à *R* et *C*. Nous avons :

$$T = RC \times \lg \frac{V_{ref}}{V_{cc}}$$

726 MODULATEUR DE SIGNAL TRIANGULAIRE

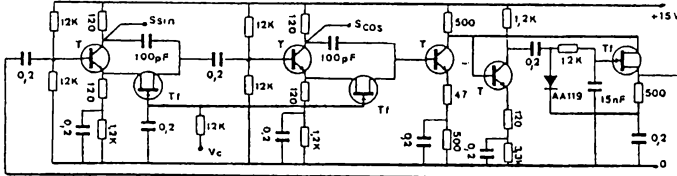


727 OSCILLATEUR DOUBLE FRÉQUENCES



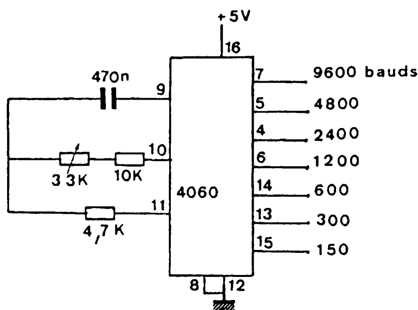
La fréquence d'oscillation sera commandée avec la tension d'alimentation.
Si V_a = 10 $V_{Fs} = X_2$,
si V_a = −10 $V_{Fs} = X_1$.

728 OSCILLATEUR SINUS-COSINUS À VARIATION DE FRÉQUENCE LINEAIRE (VCO)



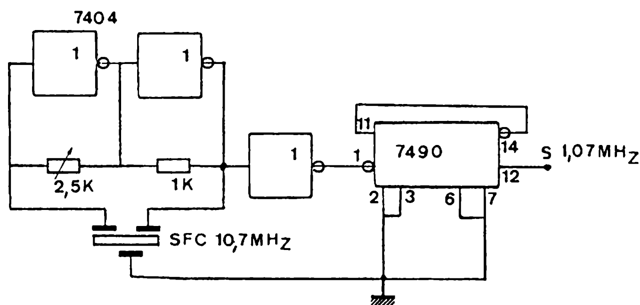
Avec les valeurs données, la fréquence du signal de sortie varie linéairement de 500 kHz à 5 MHz pour une variation de la tension de commande V_c comprise entre 4,8 et 7,2 V.

729 GÉNÉRATEUR DE FRÉQUENCES POUR TRANSMISSION



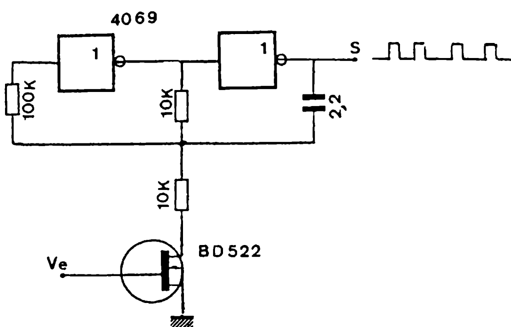
Le circuit CMOS 4060 est un compteur linéaire à quatorze étages, avec un oscillateur intégré.

730 BASE DE TEMPS 1 MHz SANS QUARTZ



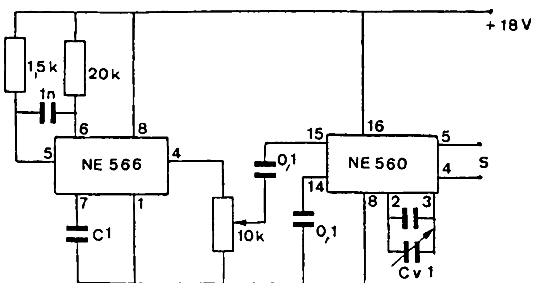
Ce montage utilise un filtre céramique. Il délivre une fréquence fixe de 1,07 MHz.

731 VCO À FET



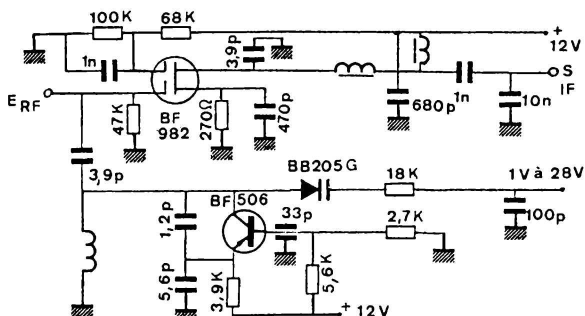
Dans ce montage, l'état «0» du multivibrateur reste constant. Il s'ensuit une modulation du temps de l'état «1» par la variation de la tension V_e à 10 V.

732 GÉNÉRATEUR MF



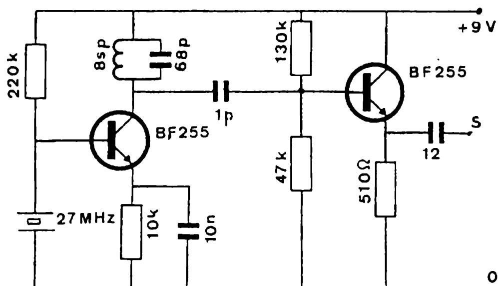
Ce montage montre de quelle façon le NE 566 génère une onde qui vient ensuite moduler le signal HF produit par un circuit à boucle de phase asservie (NE560B). Le condensateur C_v permet l'accord précis de l'oscillateur, il détermine la fréquence exacte de l'onde porteuse.

733 OSCILLATEUR VHF POUR TÉLÉVISION



Ce montage utilise un transistor MOS-FET ainsi qu'une diode à capacité variable qui permet l'accord.
Avec une tension d'alimentation stabilisée, on obtient avec ce circuit une fréquence intermédiaire IF très stable.

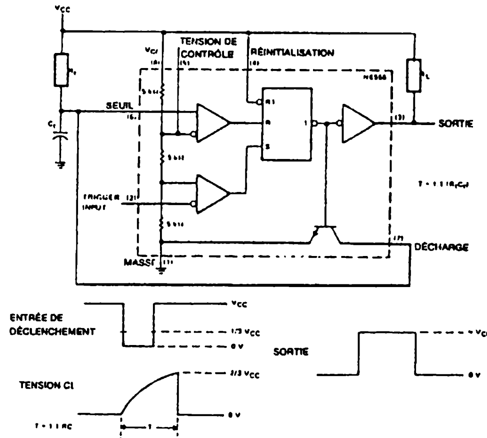
734 OSCILLATEUR 27 MHZ



Cet oscillateur est prévu pour un récepteur FM.

TEMPORISATION

La fonction temporisation permet d'obtenir un signal de niveau haut (ou bas) d'une durée déterminée. Cette fonction est réalisée à partir de circuits intégrés spéciaux appelés monostables.



1 - Temporisateur NE 555

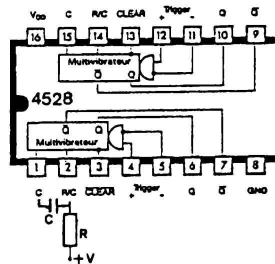
Le 555 est un monostable qui permet d'obtenir des temporisations de longues durées.

Le principe de base consiste à charger un condensateur C à travers une résistance R. La tension aux bornes du condensateur est comparée à une tension de référence V_{ref} à l'aide d'un amplificateur différentiel. La tension de référence est obtenue par un pont diviseur de tension formé par trois éléments résistifs intégrés de même valeur, elle est donc égale à $2V_{cc}/3$. En supposant le condensateur déchargé à l'instant initial, le comparateur changera d'état pour $V_c = V_{ref}$, au bout d'un temps :

$T = 1{,}1\ RC$.

Règle d'emploi du 555

- **Borne 1** - Masse
- **Borne 2** - Déclenchement. Cette borne est une entrée à haute impédance donc très sensible aux parasites. Le déclenchement s'effectue sur le front descendant d'une impulsion "négative", c'est à dire que le niveau de repos est le niveau haut. Le seuil de déclenchement est égal à l/2 V_{ref}, soit 1/3 de Vcc lorsque la borne 5 n'est pas utilisée. La tension de référence interne peut être modifiée en agissant sur la borne (5).
- **Borne 3** - Sortie. L'étage de sortie utilisé permet des courants élevés (200 mA) aussi bien au niveau bas qu'au niveau haut.
- **Borne 4** - Remise à zéro. En raison de son impédance relativement élevée, il est conseillé de relier cette borne à + V_{cc} lorsqu'elle n'est pas utilisée afin d'éviter des redéclenchements parasites. Elle permet, lorsqu'on lui applique une tension infé-



rieure à V_{be}, de décharger la capacité. En même temps elle ramène le bistable interne en position de repos soit la sortie à l'état bas.

• **Borne 5** - Tension de référence. Cette borne permet d'imposer la tension de référence à l'aide d'un circuit extérieur. On peut ainsi faire varier la durée de la temporisation (modulateur de largeur d'impulsions).

• **Borne 6** - Entrée du comparateur. Pendant la charge du condensateur, pour de très fortes valeurs de R, le courant d'entrée peut ne pas être négligeable devant le courant de charge et donner lieu à une erreur dans le calcul de la temporisation. On ne peut dépasser, pour la résistance de charge du condensateur $R = 20\ \Omega$.

• **Borne 7** - Décharge du condensateur.

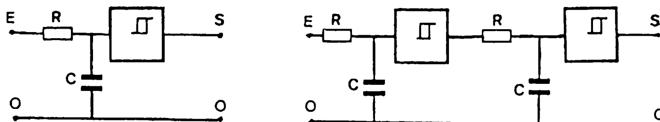
• **Borne 8** - Alimentation. Le circuit fonctionne de + 5V à + 15 V.

2 - Temporisation par circuits logiques

Il existe de nombreux temporisateur intégrés de technologie TTL ou MOS. On citera les 4528, 4538, 4558 etc. Pour ces circuits nous avons : $T = R_{ex} \times C_{ex} \times \ln 2$

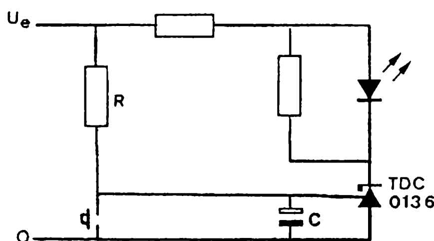
3 - Temporisateurs progammables

Les temporisateurs UAA 3000 ou SAB 0529 sont des temporisateurs conçus programmés. Le temporisateur SAB 0529 est programmable de 1 s à 31,5 heures, il peut être alimenté par une basse tension continue ou directement sur le secteur, à travers une résistance ou une diode.



Ces montages intégrateurs permettent d'obtenir un retard proportionnel à *RC*.

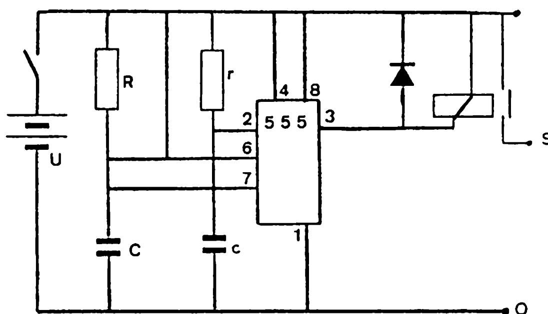
737



Nous avons pour ce circuit un retard de :

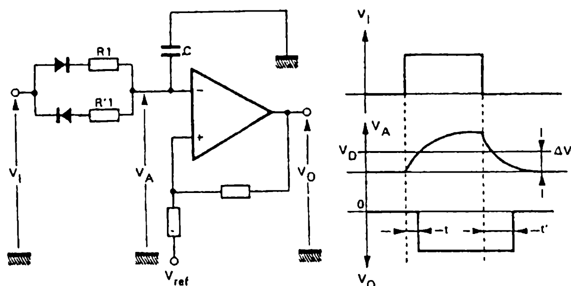
$$T = RC \ \lg \frac{U_e}{U_e - U_{ref}}$$

738

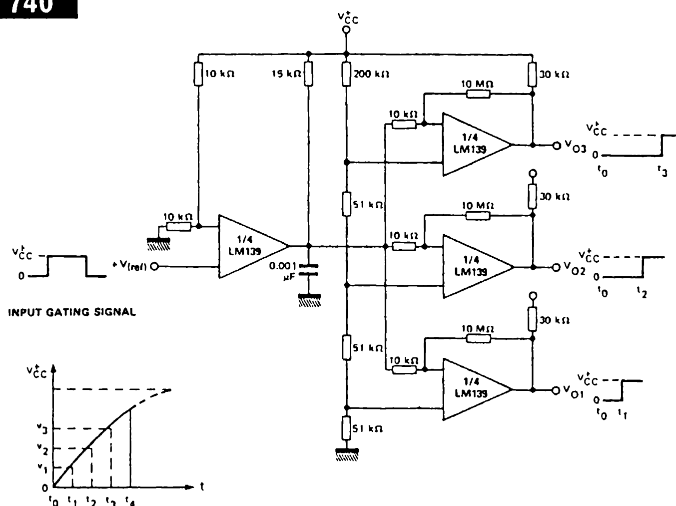


Ce dispositif permet de retarder ou de limiter la durée de mise sous tension d'un appareil.

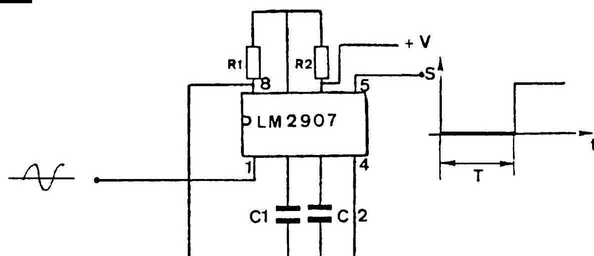
739 TEMPORISATEURS



740

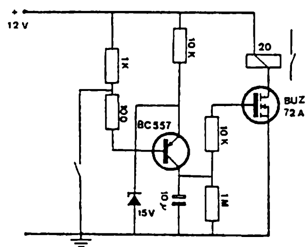


741

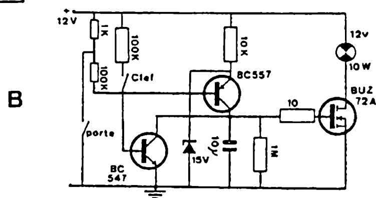


Le convertisseur LM 2907 (N.S.) est ici utilisé comme circuit de retard. Ce retard sera fonction des composants.
Il est avec $R_1 = R_2$ et $C_2 = 200\ C_1$ de 100 périodes.

742 TEMPORISATEURS

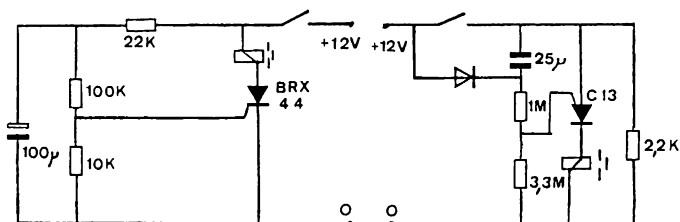


743



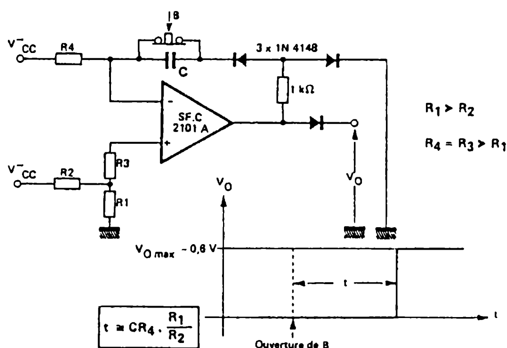
Le BUZ 72A (Siemens) est un FET de puissance qui peut commander une lampe de 10 W ou un relais. Le montage B peut être utilisé comme plafonnier de voiture.

744



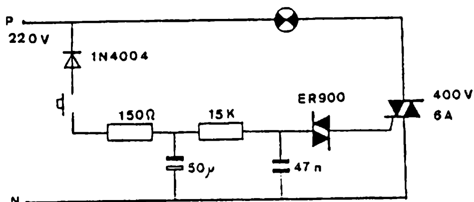
Temporisateurs à thyristors.

745



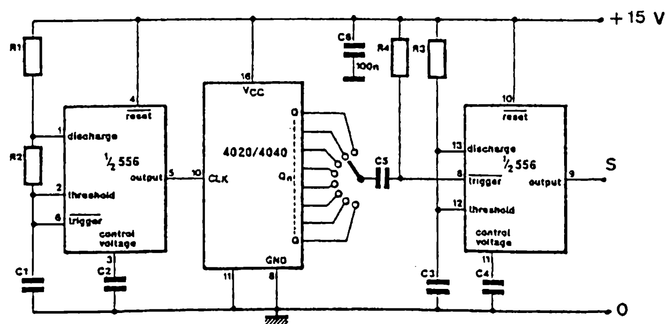
Temporisateur longue durée.

746 TEMPORISTAEURS (minuterie)



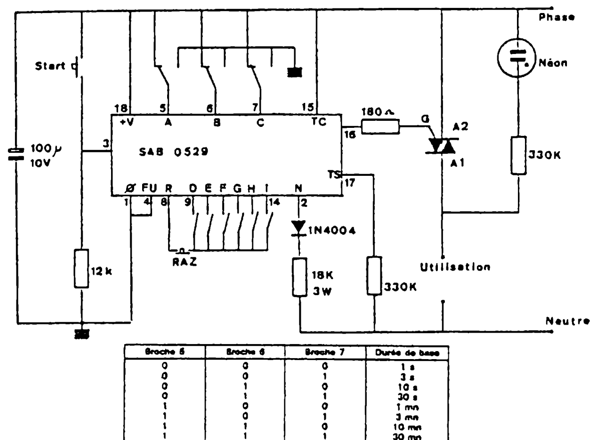
Ce montage a une durée de conduction relativement courte. Elle est fonction de *C*. Sa précision est très moyenne.

747



Temporisateur longue durée
$T = 0{,}69\,(R_1 + 2\,R_2)\,C_1$

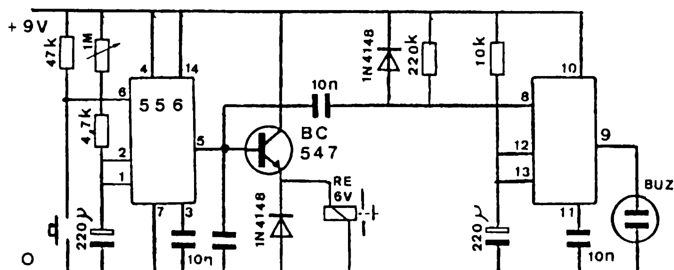
748



Broche 5	Broche 6	Broche 7	Durée de base
0	0	0	1 s
0	0	1	3 s
0	1	0	10 s
0	1	1	30 s
1	0	0	1 mn
1	0	1	3 mn
1	1	0	10 mn
1	1	1	30 mn

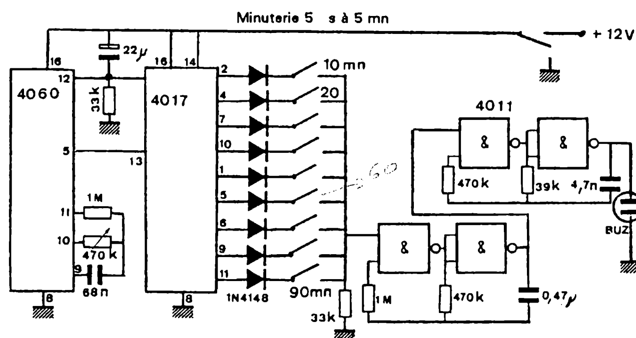
Minuterie programmable.

749 TEMPORISATEURS (minuterie)



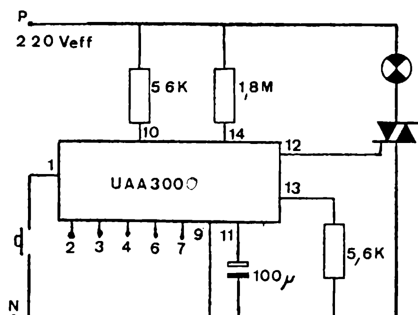
Minuterie de 5 s à 5 min.

750



Nous avons ici une base de temps (I_{c1}) qui permet de faire avancer par pas de 10 min un compteur décimal.

751



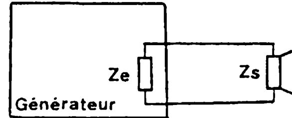
	Minutes	Heures
1	J1, J5	J1
2	J2, J5	J2
3	J1, J2, J5	J1, J2
4	J3, J5	J3
5	J1, J3, J5	J1, J3
6	J2, J3, J5	J2, J3
7	J1, J2, J3, J5	J1, J2, J3
8	J4, J5	J4
9	J1, J4, J5	J1, J4
10	J2, J4, J6	J2, J4
11	J1, J2, J4, J5	J1, J2, J4
12	J3, J4, J6	J3, J4
13	J1, J3, J4, J5	J1, J3, J4
14	J2, J3, J4, J5	J2, J3, J4
15	J1, J2, J3, J4, J5	J1, J2, J3, J4

On utilise dans ce montage un UAA 3000 (Valvo) qui permet d'obtenir une temporisation dans la gamme de 1 min à 15 h. Le tableau donne les liaisons à effectuer. Le panachage n'est pas possible.

ADAPTATION D'IMPÉDANCE ATTÉNUATION

1. Adaptation d'impédance

Nécessité d'adapter les impédances.
Soit un amplificateur dont l'impédance de sortie est Z_s, la puissance utile à la sortie de ce générateur sera :

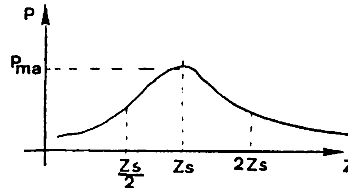


$$P_s = \frac{E_s^2}{Z_e + Z_s}$$

La puissance sera maximale pour $Z_e + Z_s = 0$, d'où $Z_e = Z_s$

Nous avons alors :

$$P_{s\,eff} = \frac{E_s^2}{2Z_s}$$



La courbe représentative de cette fonction nous montre que la valeur de P passe par un maximum pour $Z = 2Z_s$ soit $Z_e = Z_s$.

Conclusion :
Pour faire débiter au générateur le maximum de puissance, il faut que l'impédance de la charge soit égale à l'impédance du générateur.

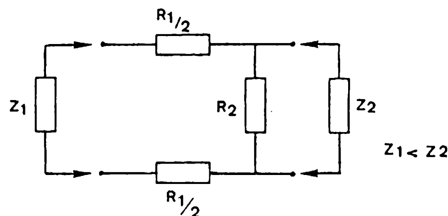
2. Atténuation

Cette fonction est l'inverse de l'amplificateur ; elle a pour but de diminuer l'amplitude d'un signal électrique afin de le mesurer ou de mieux l'entendre.
Comme pour l'amplification, on exprime souvent l'atténuation d'un signal en décibels.

Un atténuateur doit répondre aux conditions suivantes :

a) l'affaiblissement doit être linéaire, apériodique et n'introduire aucune distorsion au signal.
b) l'affaiblissement doit être parfaitement défini, réglable, dans de larges limites d'une façon aussi continue que possible et étalonné.
c) l'étalonnage doit être indépendant de la fréquence et stable dans le temps.
d) les impédances d'entrée et de sortie doivent être constantes, indépendantes de la fréquence et de la valeur de l'affaiblissement.
e) dans certain cas, le circuit de sortie doit être symétrique par rapport à la masse et isolé de celle-ci.

752 ADAPTATEURS D'IMPÉDANCES



R_1 vaut: $R_1 = Z_1 \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}$

R_2 vaut: $R_2 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}}$

La perte atteint:

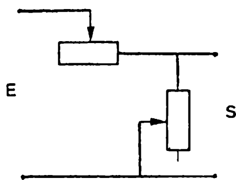
$$-20 \log\left[\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} + \sqrt{\left(\frac{Z_1}{Z_2} - 1\right)}\right] \text{(dB)}$$

Formules de vérification:

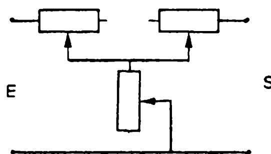
$R_1 \cdot R_2 = Z_1 \cdot Z_2$ et $\frac{R_1}{R_2} = \frac{Z_1}{Z_2} - 1$

Avec ce montage, on peut adapter, sans transformateur, deux niveaux d'impédances.

753-754 ATTÉNUATEURS VARIABLES À IMPÉDANCE CONSTANTE

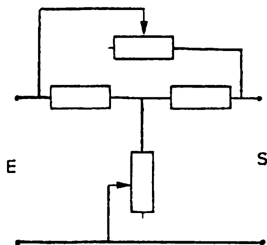


Atténuateur en L

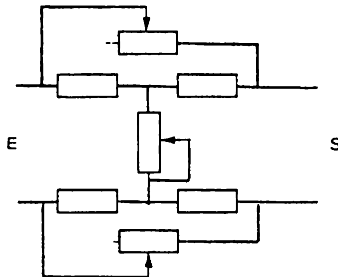


Atténuateur en T

755-756



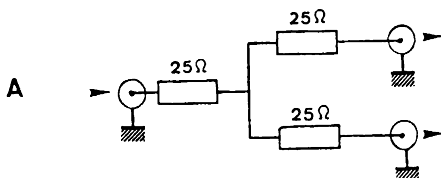
Atténuateur en T ponté



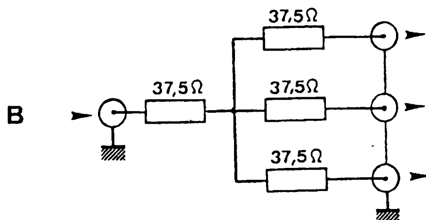
Atténuateur en H

Dans tous les montages, les potentiomètres sont commandés par un axe commun.

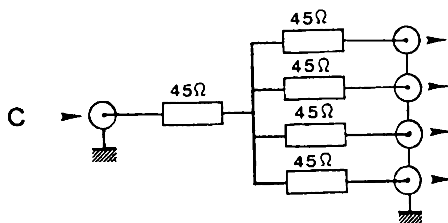
757 DISTRIBUTEUR D'ANTENNE



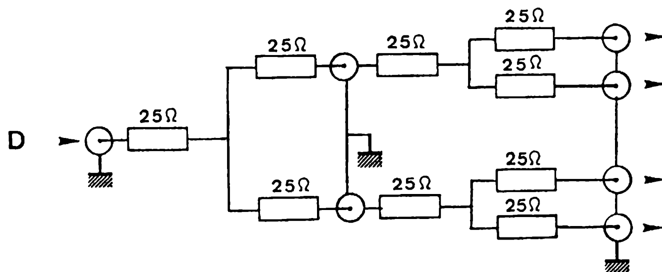
758



759

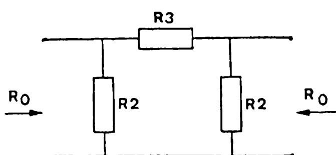


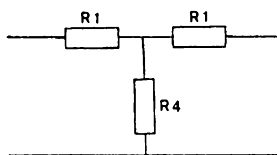
760



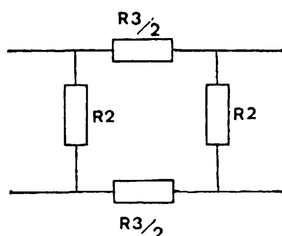
Les schémas A, B, C, représentent comment obtenir des liaisons correctes afin d'obtenir une transmission du signal sans distorsion et comment garder la même impédance. Le montage D est une variante pour obtenir une liaison vers quatre points par ligne dédoublée.
Dans tous les cas, toutes sorties non utilisées, doivent être dotées d'une résistance terminale de 75 Ω.

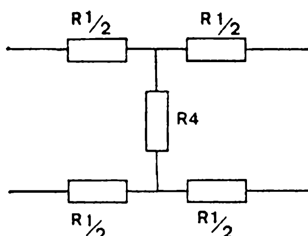
761-762 ATTÉNUATEURS PASSIFS



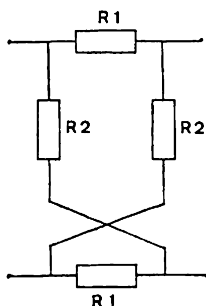


763-764





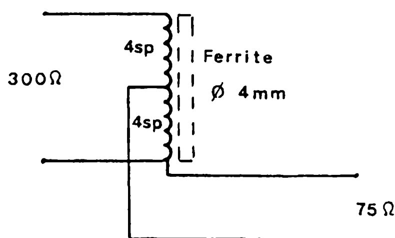
765



atténuation en dB	facteur de multiplication x R_0 "1"	"2"	"3"	"4"
0,25	0,01470	68,03	0,02955	33,85
0,5	0,02874	34,79	0,05761	17,361
1,0	0,0575	17,39	0,1153	8,669
2,0	0,1146	8,726	0,2323	4,305
3,0	0,1710	5,848	0,3524	2,838
4,0	0,2260	4,425	0,4776	2,094
5,0	0,2802	3,569	0,6080	1,645
6,0	0,3325	3,007	0,7469	1,339
7,0	0,3824	2,614	0,8961	1,116
8,0	0,4305	2,323	1,0575	0,9452
9,0	0,4760	2,101	1,2316	0,8117
10,0	0,5194	1,925	1,4229	0,7028
20,0	0,8183	1,222	4,95	0,2020
30,0	0,9389	1,065	15,8	0,06332
40,0	0,9804	1,020	50,00	0,0200

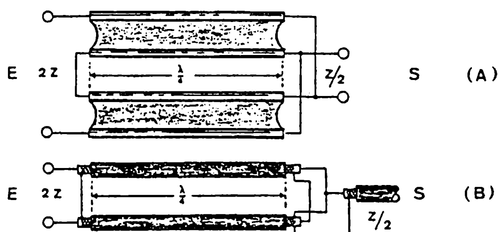
Un atténuateur passif comporte un certain nombre de résistances. Le tableau donne les valeurs de ces résistances en fonction du facteur d'atténuation désiré. Pour obtenir la valeur de R_1 il faut multiplier par l'impédance caractéristique choisie, R_0, le nombre indiqué en colonne «1» en face du facteur d'atténuation choisi (donné en décibels). Exemple : pour $R_0 = 600\ \Omega$ et une atténuation de 5 dB : $R_1 = 0{,}280\,2 \times 600$. Pour le calcul de R_2 on utilise le nombre indiqué en colonne «2». Les valeurs de R_1, R_2, R_3 et de R_4 sont les valeurs à donner aux résistances dotées du numéro correspondant sur les schémas.

766 ADAPTATEUR SYMÉTRIQUE 300 Ω -75 Ω



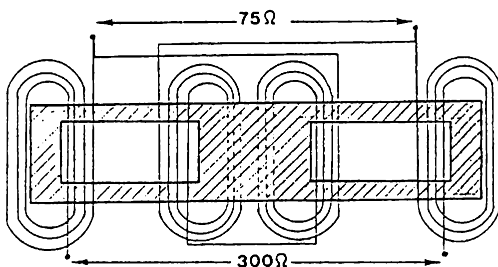
Cet adaptateur réversible est réalisé sur un petit bâtonnet de ferrite de 4 mm de diamètre avec du fil de cuivre de 8/10 mm de diamètre.

767 ADAPTATEURS SYMÉTRIQUES 300 Ω -75 Ω



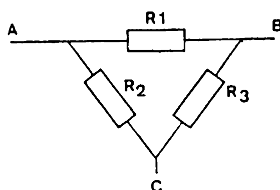
Dans ces adaptateurs , qui utilisent du câble plat bifilaire (A) ou du coaxial (B), le couplage est symétrique du côté de l'antenne et asymétrique du côté de la ligne de transmission.

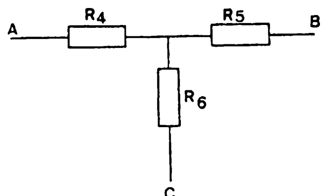
768 TRANSFORMATEUR D'ADAPTATION D'ANTENNE



Ce transformateur symétrique employé dans les modulateurs UHF, peut être utilisé pour toutes sortes d'adaptations d'antennes. Le noyau en ferrite a pour référence SIEMENS B62152 A7X17. Chaque enroulement sera constitué de quatre spires de fil émaillé de 2/10 de diamètre.

769-770 CIRCUITS TRIANGLE / ÉTOILE





Conversion triangle vers étoile :

$$R_4 = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2 + R_3}, R_5 = \frac{R_2 . R_3}{R_1 + R_2 + R_3}, R_6 = \frac{R_1 . R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Conversion étoile vers triangle :

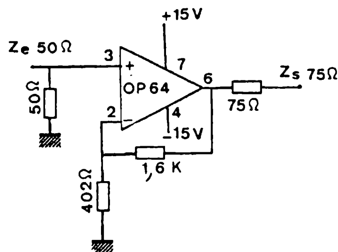
$$R_1 = \frac{R_4 . R_5 + R_5 . R_6 + R_4 . R_6}{R_5}$$

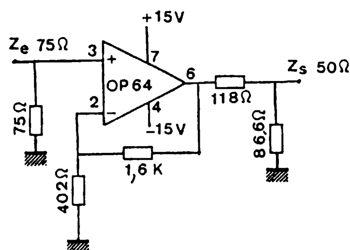
$$R_2 = \frac{R_4 . R_5 + R_5 . R_6 + R_4 . R_6}{R_6}$$

$$R_3 = \frac{R_4 . R_5 + R_5 . R_6 + R_4 . R_6}{R_4}$$

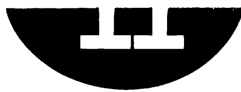
On peut considérer ces circuits comme des atténuateurs en Δ et en T. On peut remplacer R_1/R_2 par Z_1/Z_2. Ces résistances seront alors considérées comme réactance capacitive, inductive ou impédances complexes.

771-772 ADAPTATEUR D'IMPÉDANCES





L'OP 64 de PMI est conçu spécialement pour les applications «vidéo». Il est ici utilisé comme adaptateur d'impédances.



FILTRAGE

Le rôle de la fonction filtrage de fréquence est d'assurer la suppression des signaux de fréquence non désirée au moyen d'un montage appelé filtre.
Lorsque le filtre n'apporte pas d'amplification de la puissance du signal d'entrée, il est PASSIF. Dans le cas contraire il est ACTIF.

Comparaison entre filtre actif et filtre passif

Filtres passifs :

a) L'utilisation d'une inductance à tolérance étroite fait que, dans la plupart des cas, un réglage du filtre passif sera nécessaire.
b) Les filtres passifs sont des circuits « naturellement stables ».
c) Un filtre passif est généralement plus coûteux qu'un filtre actif.

Filtres actifs :

a) Les filtres actifs n'utilisent pas d'inductance, ce qui réduit l'encombrement. L'absence d'inductance implique une bonne homogénéité entre tous les composants du filtre.
b) Les filtres actifs sont caractérisés par une haute impédance d'entrée et une sortie à basse impédance avec possibilité de gain en tension.
c) Ces filtres nécessitent une ou deux tensions d'alimentation avec la consommation que cela implique.
d) Une petite variation dans la valeur d'un composant passif peut entraîner des oscillations.

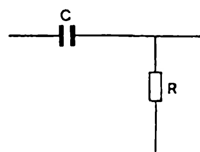
Pour améliorer l'efficacité d'un filtre, on connecte souvent en cascade plusieurs quadripôles identiques, l'affaiblissement du courant obtenu avec *n* filtres sera *n* fois plus élevées que l'affaiblissement obtenu avec un seul filtre.
Pour un bon rendement énergétique, il importe que l'impédance d'entrée Z_e d'un filtre soit égale à l'impédance Z_c du récepteur. **Lorsque $Z_c = Z_e$ on dit que Z_c est l'impédance caractéristique ou itérative du filtre.**

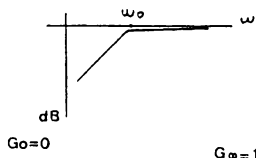
L'ordre d'un filtre est le degré de l'équation différentielle reliant la sortie à l'entrée du système.

Une **octave** de fréquences est l'intervalle des fréquences comprises entre *f* et 8 *f*.

Une **décade** de fréquences est l'intervalle des fréquences comprises entre *f* et 10 *f*.

773 FILTRES PASSIFS RC

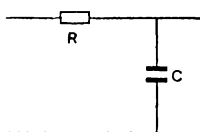


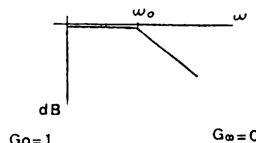


$G_o = 0$ $G_\infty = 1$

$\frac{1}{RC}$

774

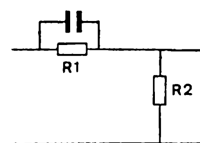


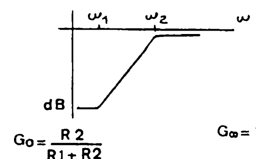


$G_o = 1$ $G_\infty = 0$

$\frac{1}{RC}$

775



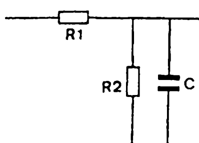


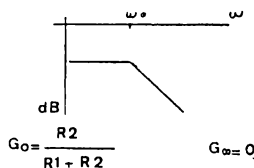
$G_o = \frac{R2}{R1 + R2}$ $G_\infty = 1$

$\omega_1 = \frac{1}{R1\,C}$

$\omega_2 = \frac{R1 + R2}{R2}\,\omega 1$

776

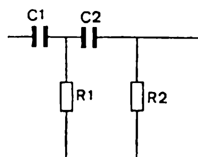


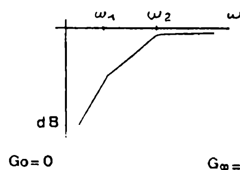


$G_o = \frac{R2}{R1 + R2}$ $G_\infty = 0$

$\frac{1}{RC}$

777





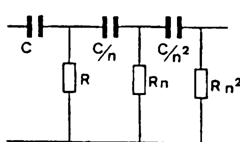
$G_o = 0$ $G_\infty = 1$

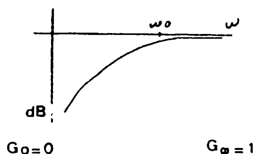
$\omega_1 = \frac{1}{R2C2}$

$\omega_2 = \frac{1}{R1C1}$

Réseaux à pôles réels (cette liste n'est pas exhaustive. G_0 est le gain de la bande transmise et G le gain pour une fréquence infinie. ωo est la pulsation pour une fréquence de coupure à –3 dB ou pour une atténuation maximale suivant le circuit considéré. Pour une mise en oeuvre optimal de ces circuits, il faut veiller à les attaquer sous faible impédance et les charger à haute impédance.

778 FILTRES PASSIFS RC



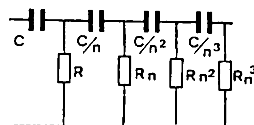


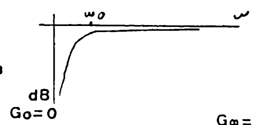
$n=1 \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC}$

$n=2 \quad \omega_0 = \frac{1}{2{,}06\,RC}$

$n=3 \quad \omega_0 = \frac{1}{1{,}94\,RC}$

779



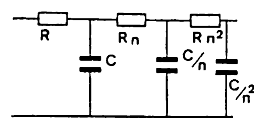


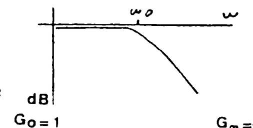
$n=1 \quad \omega_0 = \frac{1}{1{,}2\,RC}$

$n=2 \quad \omega_0 = \frac{1}{1{,}06\,RC}$

$n=3 \quad \omega_0 = \frac{1}{1.025\,RC}$

780



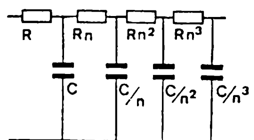


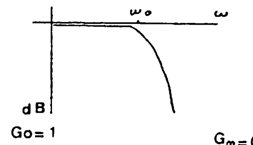
$n=1 \quad \omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}$

$n=2 \quad \omega_0 = \frac{2{,}06}{RC}$

$n=3 \quad \omega_0 = \frac{1{,}94}{RC}$

781



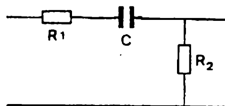


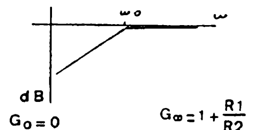
$n=1 \quad \omega_0 = \frac{1{,}2}{RC}$

$n=2 \quad \omega_0 = \frac{1{,}06}{RC}$

$n=3 \quad \omega_0 = \frac{1{,}025}{RC}$

782

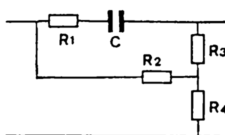


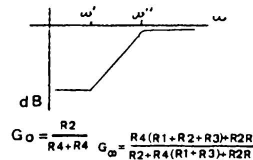


$G_\infty = 1 + \frac{R1}{R2}$

$\frac{1}{(R1+R2)C}$

783



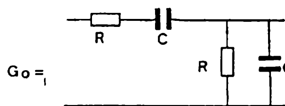


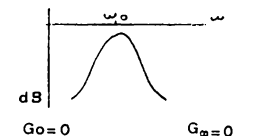
$G_0 = \frac{R2}{R4+R4} \quad G_\infty = \frac{R4(R1+R2+R3)+R2R3}{R2+R4(R1+R3)+R2R4}$

$\omega' = \frac{1}{\left((R1+R2+R3)+\frac{R2R3}{R4}\right)C}$

$\omega'' = \frac{1}{\left((R1+R3)+\frac{R2R4}{R2+R4}\right)C}$

784



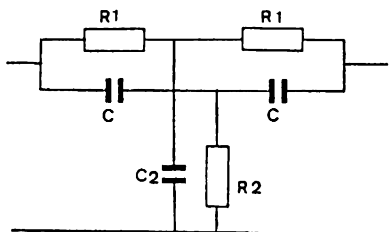


$\frac{1}{RC}$

785 FILTRES RÉJECTEURS RC

Réjecteur double T

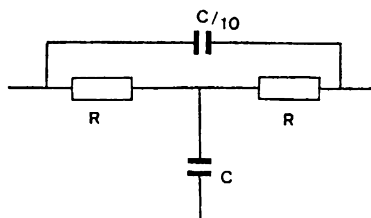
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R1R2C1C2}}$$



786

Réjecteur T ponté

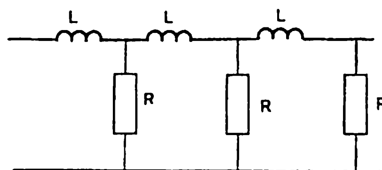
$$\omega_o = \frac{1}{2,89RC}$$



787 FILTRES LR

Passe-bas

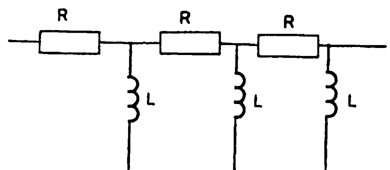
$$\omega_o = \frac{R\sqrt{6}}{L}$$



788

Passe-haut

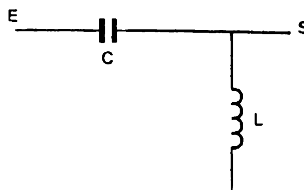
$$\omega_o = \frac{R}{L\sqrt{6}}$$



789

Filtre passe-haut

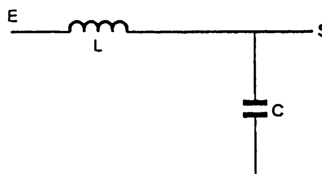
$$L = \frac{Zo}{4\pi\ f1} \qquad C = \frac{1}{4\pi Zof1}$$



790

Filtre passe-bas

$$L = \frac{Zo}{4\pi\ f1} \qquad C = \frac{1}{\pi Zof1}$$

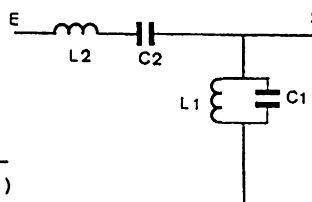


791

Filtre passe-bande

$$L1 = \frac{Zo(f2-f1)}{4\pi\ f1f2} \qquad C1 = \frac{1}{\pi Zo(f2-f1)}$$

$$L2 = \frac{Zo}{\pi(f2-f1)} \qquad C2 = \frac{1}{4\pi Zo(f1-f2)}$$

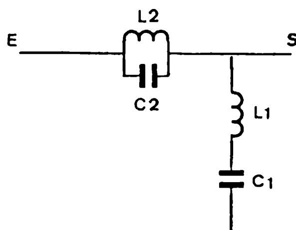


792

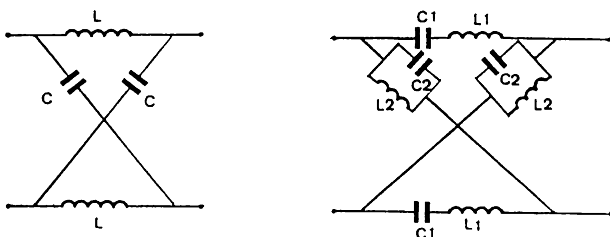
Filtre coupe-bande

$$L1 = \frac{Zo}{4\pi(f1-f2)} \qquad C1 = \frac{f2-f1}{\pi Zof2f1}$$

$$L2 = \frac{Zo(f2-f1)}{\pi f2f1} \qquad C2 = \frac{1}{4\pi Zo(f1-f2)}$$

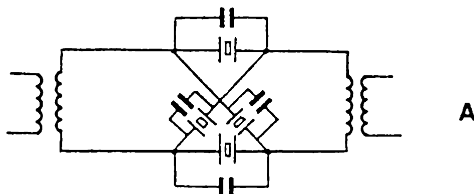


793-794 FILTRES PASSE-TOUT (Réseaux déphaseurs)

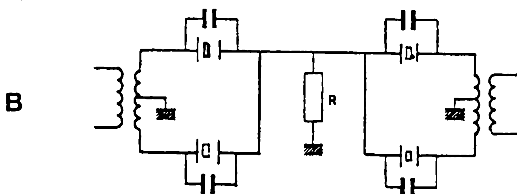


Un filtre passe-tout à pour rôle d'adapter un déphasage au signal d'entrée, déphasage qui sera fonction de la fréquence. Son atténuation est nulle (ou constante) quelle que soit la fréquence.

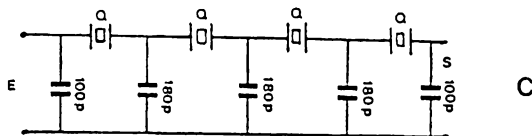
795 FILTRES À QUARTZ



796

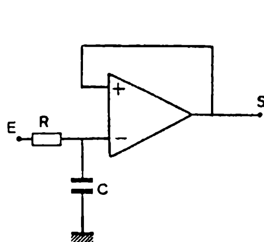


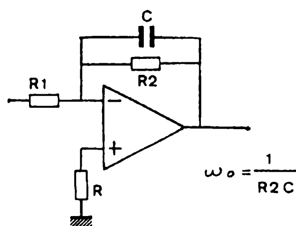
797



Le montage A donne la structure en treillis d'un filtre passe-bas à large bande. Pour les fréquences moyennes et hautes, on utilisera le montage Jaumann représenté en B. La difficulté de ce filtre réside dans la réalisation du bobinage à point milieu, pour lequel l'équilibre des deux moitiés doit se faire avec une précision meilleure que 1/1000 ème. Le filtre représenté figure C a une bande passante de 120 Hz soit 60 Hz de chaque côté de la fréquence qui est ici de 1 MHz (fréquence de chaque quartz). On a $Z_e = Z_s = 680\ \Omega$.

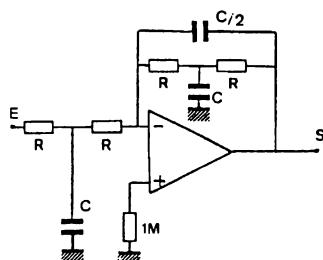
799 FILTRES ACTIFS

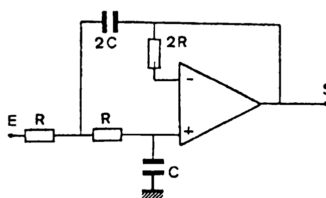




Filtres passe-bas
ordre 1
(6 dB par octave)

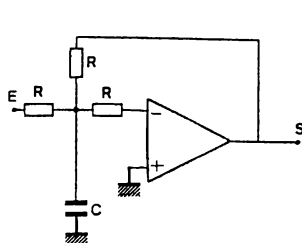
800-801

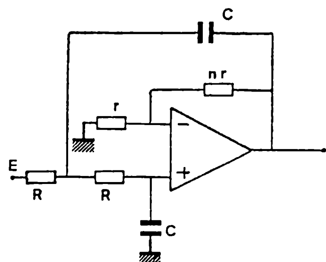


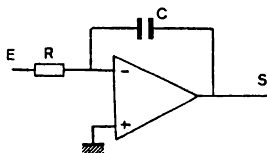


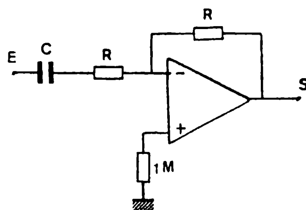
Filtres passe-bas
ordre 2
(12 dB par octave)

802-803



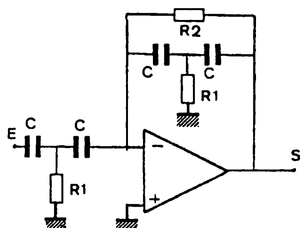


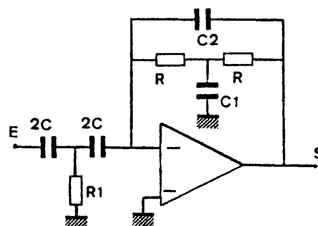




Filtres passe-haut
ordre 1
(6 dB par octave)

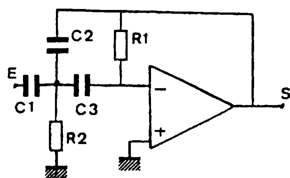
806-807

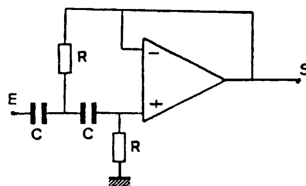




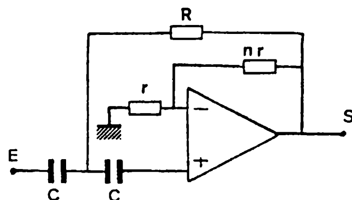
Filtres passe-haut
ordre 2
(12 dB par octave)

808-809

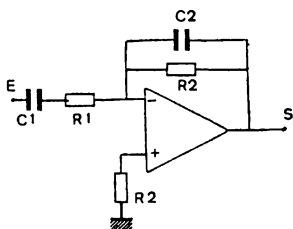


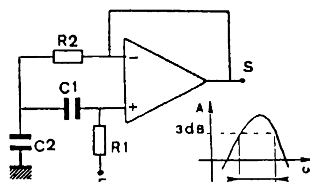


810



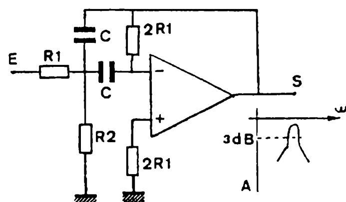
811-812 FILTRES ACTIFS - Filtres passe-bande

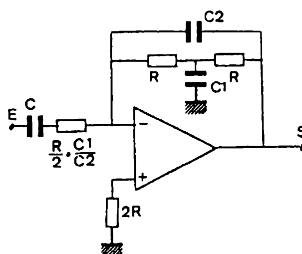




$A = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}}$ $\Delta\omega = \frac{1}{R_2C_2}+\frac{1}{R_1C_1}$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$

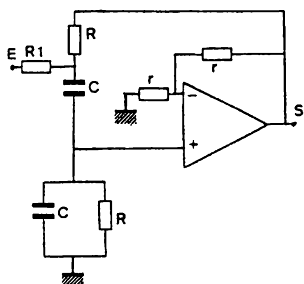
813-814

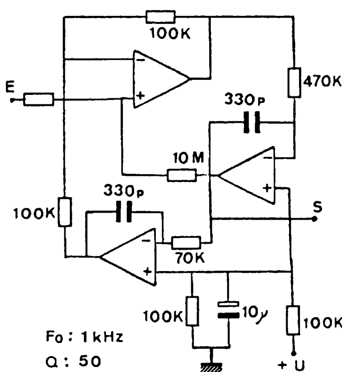




$\omega_0 = \frac{1}{RC}\sqrt{\frac{R_1+R_2}{2R_2}}$ $\Delta\omega = \frac{1}{CR_1}$

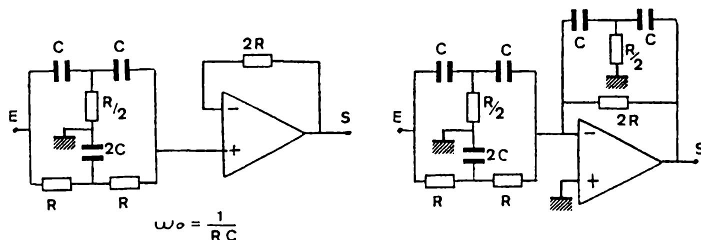
815-816



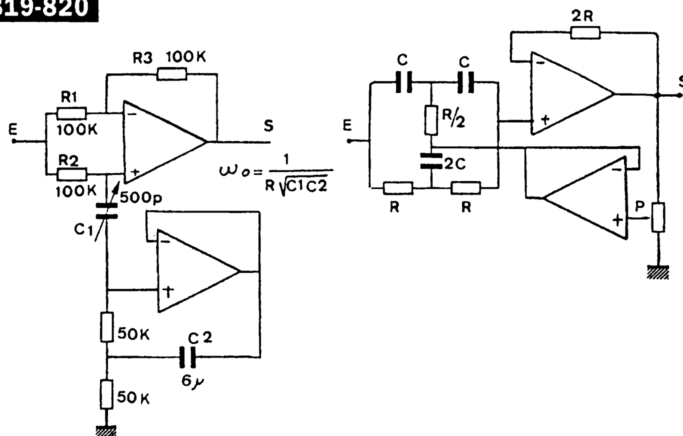


$\psi_0 = \frac{1}{CR\sqrt{\frac{R_1}{R+R_1}}}$ $\Delta\omega = \frac{2}{CR_1}$ $A = \frac{3}{2}$

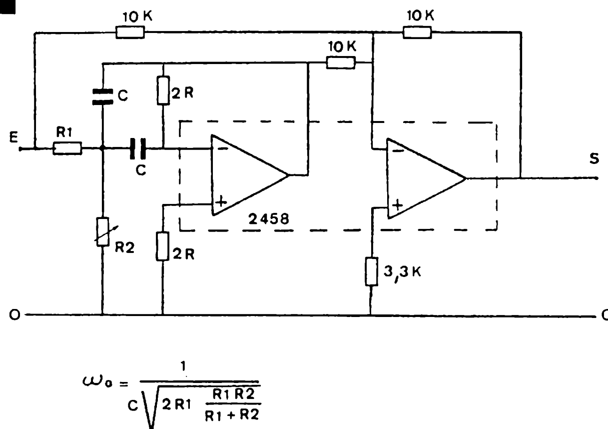
817-818 FILTRES ACTIFS - Filtres réjecteurs



819-820

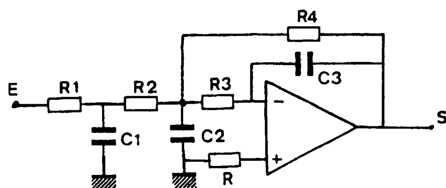


821



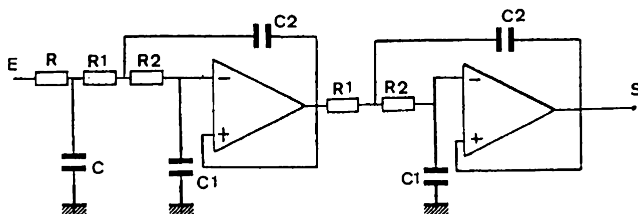
$$\omega_o = \frac{1}{C\sqrt{2R1\,\frac{R1\,R2}{R1+R2}}}$$

822 FILTRE PASSE-BAS D'ORDRE 3



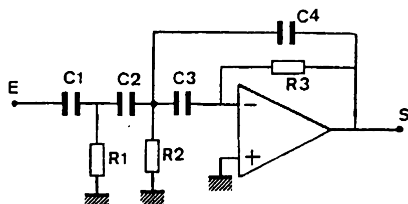
En utilisant des cellules passives à un pôle et un amplificateur opérationnel, on peut réaliser un filtre actif passe-bas d'ordre *X*. *X* étant le nombre de cellules élémentaires.

823 FILTRE PASSE-BAS D'ORDRE 5



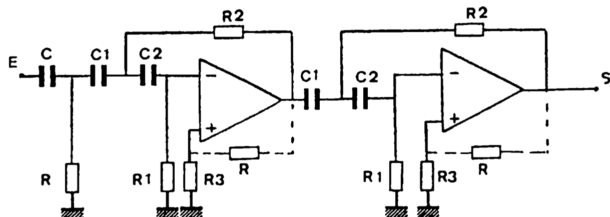
Ce filtre passe-bas de 30 dB par octave est du type Butterworth avec un gain unité. ($\omega_0 = 1/RC$).

824 FILTRE PASSE-HAUT D'ORDRE 3

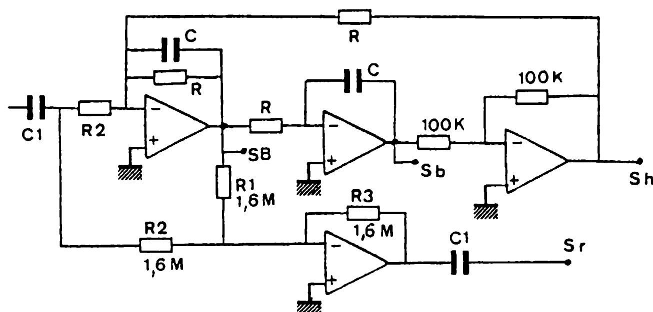


En utilisant des cellules passives à un pôle et un amplificateur opérationnel, on peut réaliser un filtre actif passe-haut d'ordre *X*. *X* étant le nombre de cellules élémentaires.

825 FILTRE PASSE-HAUT D'ORDRE 5



La mise en série de résistance dans la branche de réaction (en pointillé) permettra d'obtenir un gain différent de 1.

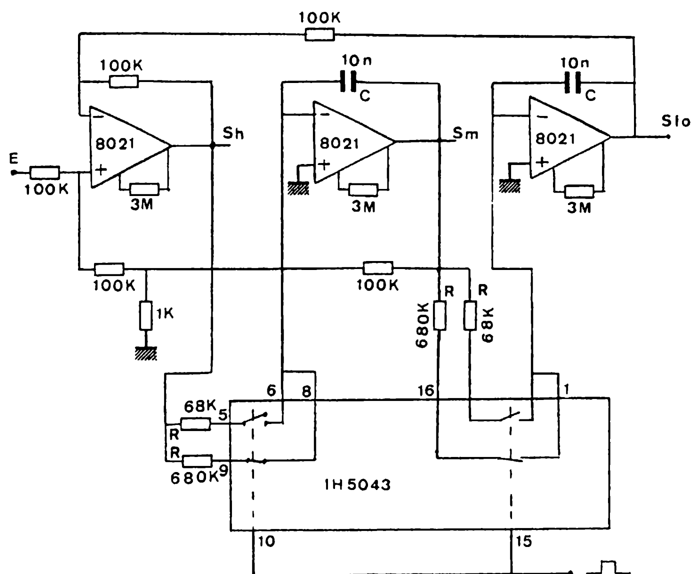


Ce filtre universel génère en même temps les quatre fonctions de transferts; passe-bas (S_b), passe-haut (S_h), passe-bande (S_B) et réjecteur (S_r) avec une fréquence caractéristique

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Le gain en fréquence central est : $A_0 = R_1/R_2$ et le gain en sortie de réjection est : $A_r = R_3/R_2$.

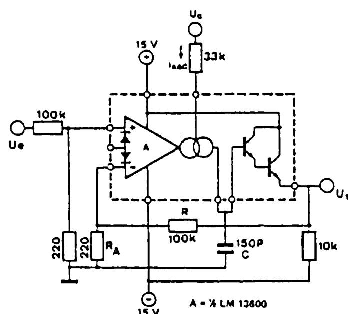
827



Ce schéma représente une commande TTL de filtre actif passe-haut (S_h), passe-bande (S_m) et passe-bas (Sl_0) réglé pour une fréquence F_i = 235 Hz (pour un niveau logique haut) et F_0 = 23,5 Hz pour un niveau logique bas.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

828 FILTRES COMMANDES EN TENSION

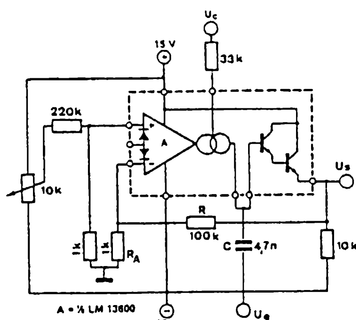


$$f_0 = \frac{R_A\ g_m}{(R + R_A)\ 2\pi C}$$

$$g_m = 1{,}92\ I_{ABC}$$

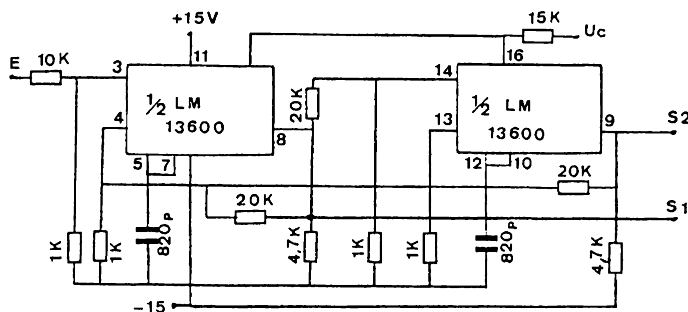
Filtre passe-bas

829



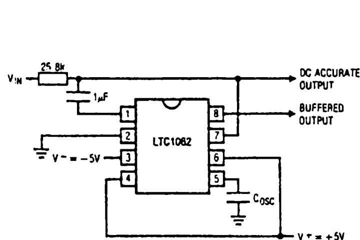
Filtre passe-haut

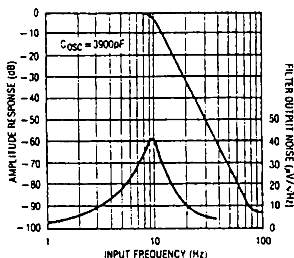
830



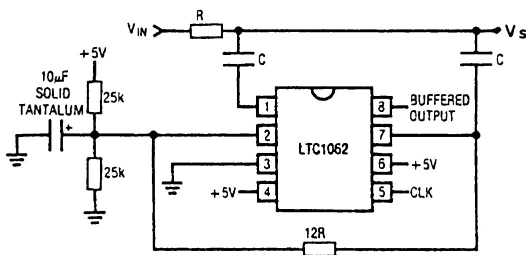
Dans ce montage, on dispose d'une sortie passe-bande S_1 et d'une sortie passe-bas S_2. La fréquence centrale du filtre passe-bande et la fréquence de coupure du filtre passe-bas sont commandées par l'intermédiaire de la tension U_c.

831 FILTRES INTEGRES

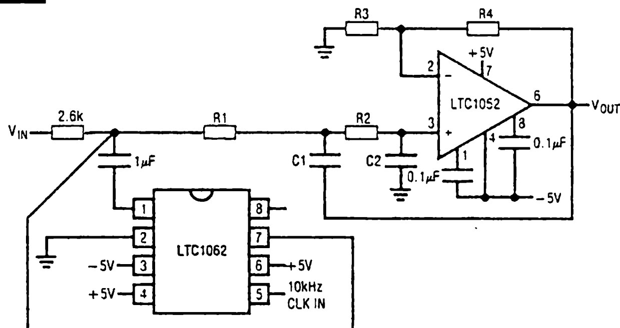




832



833



Valeurs des composants

DC GAIN	R3	R4	R1	R2	C1	C2
1	∞	0	14.3k	53.6k	0.1µF	0.033µF
10	3.57k	32.4k	4.6k	27.4k	0.1µF	0.2µF
101	0.324	32.4k	0.31k	16.9k	0.47µF	1µF

Le LTC 1062 (Linear Technology) est un circuit intégré spécialement étudié pour réaliser des filtres passe-bas du type Butterworth. Pour former un filtre du 5ème ordre le circuit ne nécessite que trois composants, soit :
- une résistance effectuant la liaison entrée-sortie
- un condensateur effectuant la liaison signal d'entrée et filtre (1 µF)
- un condensateur pour l'oscillateur local (6,8 nF)

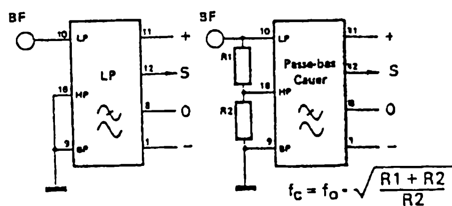
Montage A : deux alimentations

Montage B : une seule alimentation

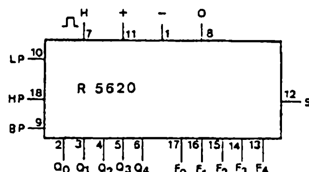
$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{F_c}{1,84}$$

Montage C : filtre passe-bas avec tension continue.

834-835 FILTRE À PROGRAMMATION NUMÉRIQUE (R 5620 Reticon)

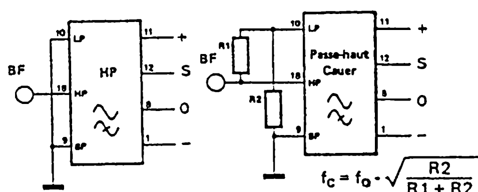


Filtres passe-bas



Brochage

836-837

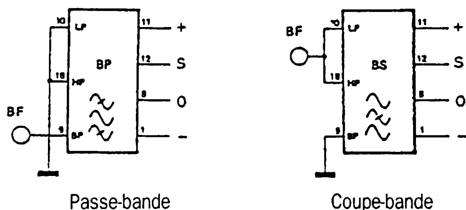


Filtre passe-haut

Code de programmation

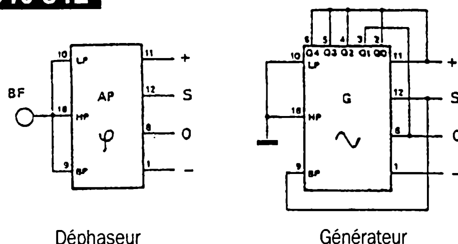
Q	code $Q_4 \ldots Q_0$	f_t/f_o	code $F_4 \ldots F_0$
.57	00000	200.0	00000
.65	00001	191.3	00001
.71	00010	182.9	00010
.79	00011	174.9	00011
.87	00100	167.2	00100
.95	00101	159.9	00101
1.05	00110	152.9	00110
1.2	00111	146.2	00111
1.35	01000	139.8	01000
1.65	01001	133.7	01001
1.95	01010	127.9	01010
2.2	01011	122.3	01011
2.5	01100	116.9	01100
3.0	01101	111.8	01101
3.5	01110	106.9	01110
4.25	01111	102.3	01111
5.0	10000	97.8	10000
5.8	10001	93.5	10001
7.2	10010	89.4	10010
8.7	10011	85.5	10011
10.0	10100	81.8	10100
11.5	10101	78.2	10101
13.0	10110	74.8	10110
15.0	10111	71.5	10111
17.5	11000	68.4	11000
19.0	11001	65.4	11001
23.0	11010	62.5	11010
28.0	11011	59.8	11011
35.0	11100	57.2	11100
40.0	11101	54.8	11101
80.0	11110	52.3	11110
150.0	11111	50.0	11111

838-839



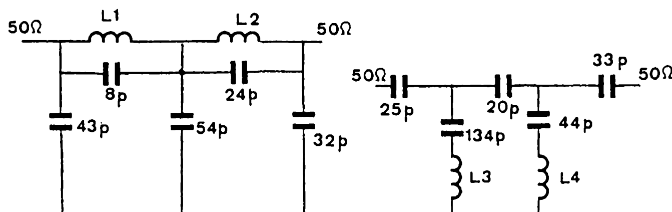
Passe-bande Coupe-bande

840-841



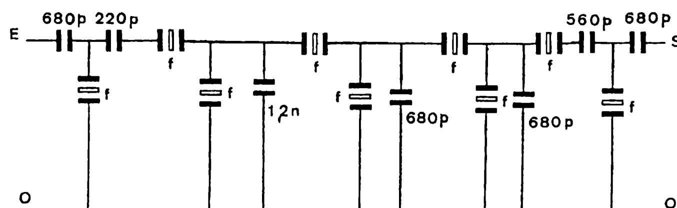
Déphaseur Générateur

842-843 FILTRES VHF



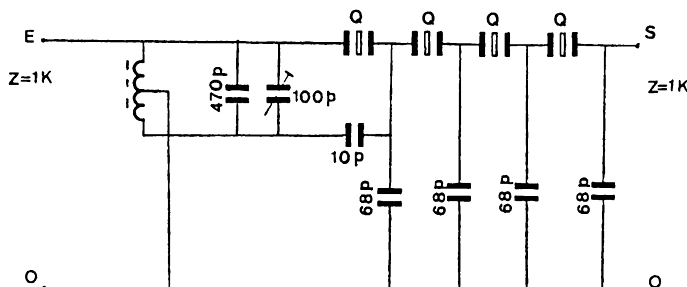
L_1 = 5 tours, L_2 = 4,1 tours, L_3 = 7,3 tours, L_4 = 8,8 tours de fil émaillé Ø 1,2, diamètre 5 mm, écart 1 mm.
Ces filtres sont composés d'un réseau passe-haut et d'un réseau passe bas qui sont associés en cascade pour former un filtre passe-bande (85..110 MHz).
Ces filtres placés dans le circuit d'entrée (avant ou après) préamplificateur d'antenne permettent de se prémunir contre les signaux parasites proches.

844



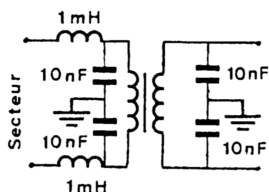
Les filtres (noté f) céramiques, utilisés ici, sont du type 455 H, soit 455 kHz. Si l'on veut une autre fréquence, on peut tout en gardant la même configuration, utiliser un autre type de filtre. L'atténuation est de 60 dB et l'impédance de sortie de 300 Ω.

845

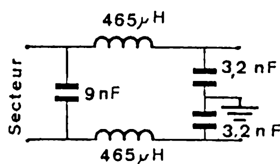


Ce filtre a une bande de 300 Hz pour –6 dB. Il peut être utilisé pour les signaux MORSE ou TTY (télétype) afin de séparer la porteuse. Il utilise pour cela des quartz Q de 2,4576 MHz.
L = 2x20 spires de fil émaillé Ø 0,3 sur tore du type T50/2.

846-847 FILTRES ANTIPARASITES

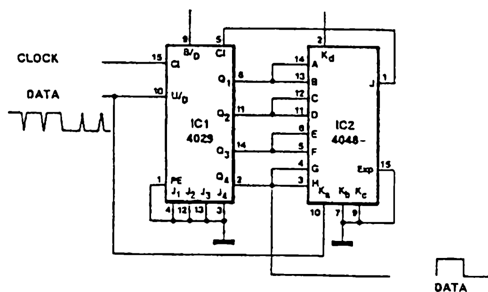


Filtre pour transformateur



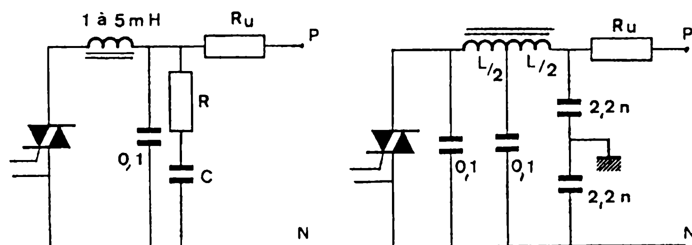
Filtre antiparasite universel

848

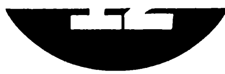


Filtre antiparasite pour circuits numériques

849-850



Filtres pour commande puissance (triac)



LES MESURES EN BREF

Les appareils de mesures permettent d'attacher un nombre à un phénomène physique. Ce nombre peut être un ordre de grandeur qui sera perçu par un de nos sens (vue, toucher, ouïe). On cherche en général à obtenir une correspondance entre les phénomènes indépendamment des conditions locales (température, lieu, etc.) et de l'expérimentateur. Le sens de la vue est donc celui qui se prête le mieux à la perception d'une mesure.
Les qualités d'un appareil de mesure sont liées au rôle fonctionnel de celui-ci. Placé dans un laboratoire, il peut être, lourd ; placé dans une automobile, il doit être petit, solide, etc.
Les qualités intrinsèques des appareils de mesures sont : la fidélité, la justesse, la consommation, la sensibilité, les gammes de mesure, la solidité, la commodité de l'emploi. Lors de l'étude et de la réalisation d'un appareil, il faudra tenir compte de ces données.

DEFINITION

La fidélité : un appareil est fidèle lorsque ses indications ne dépendent que de la grandeur à mesurer. Elle est liée à la température, à l'humidité, au champ magnétique du lieu de la mesure. Elle est également fonction du temps et des états antérieurs (hystérésis).

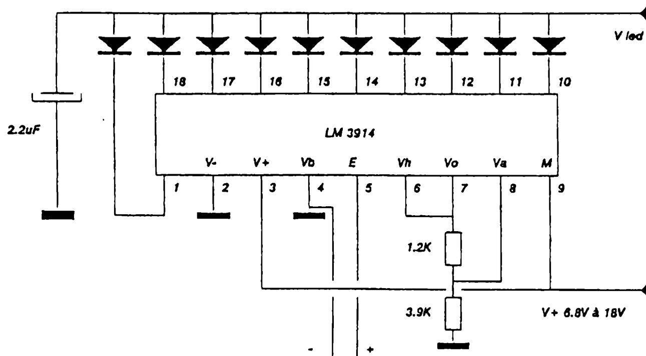
La justesse : elle est liée au système d'étalonnage et à la fabrication de l'appareil.
La consommation : pour actionner un appareil de mesure, il est nécessaire de lui fournir de l'énergie. Une partie de cette énergie est prélevée à la source qui produit le phénomène, ce qui perturbe celui-ci. L'impédance d'entrée de l'appareil de mesure sera donc fonction du phénomène à mesurer. Elle sera, par exemple, très grande pour un voltmètre.

La sensibilité : c'est l'aptitude de l'appareil à percevoir une petite variation du phénomène. Elle est liée à la grandeur de l'échelle.

Calibre et gamme de mesure : le calibre d'un appareil est la valeur de la grandeur mesurée qui donne sur le cadran une déviation maximale. On s'arrange généralement, avec une seule échelle, à avoir une lecture directe ou un multiple de 10, tous les trois calibres.

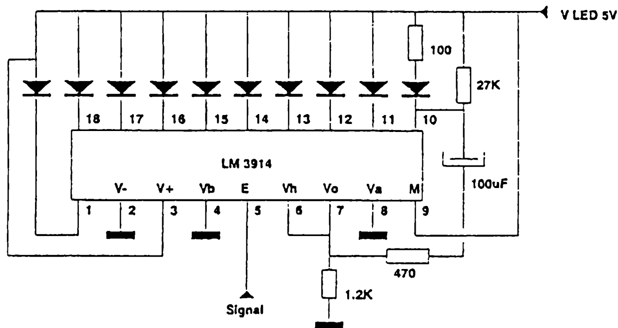
Classe de précision : exprimée en pourcentages, elle permet de déterminer la valeur maximale de l'erreur absolue commise par cet appareil. L'erreur maximale d'une mesure effectuée avec un appareil de classe 1,5 sur un calibre de 10 V sera donc de 1,5/100 x 10 = 0,15 V.
L'électronique dans les appareils de mesure permet de mesurer une grandeur électrique mais aussi de dimensionner une grandeur non électrique telle que : pression, longueur, temps, etc. Les montages électroniques proposés ici permettent à la fois d'avoir une faible consommation et une grande sensibilité.

851 BARGRAPHS



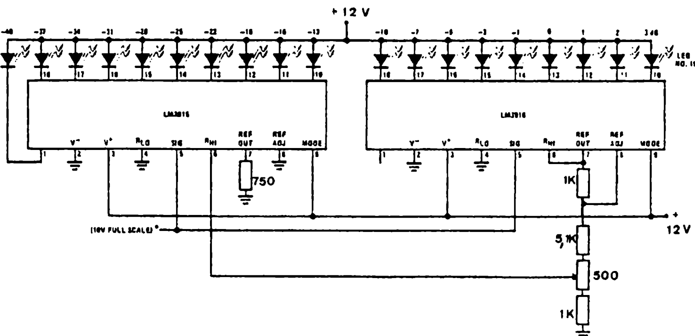
Bargraph 0-5 Volts

852

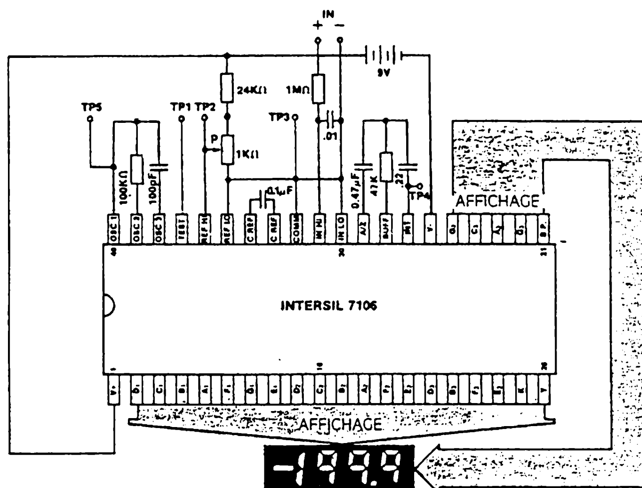


L'affichage en mode barre.

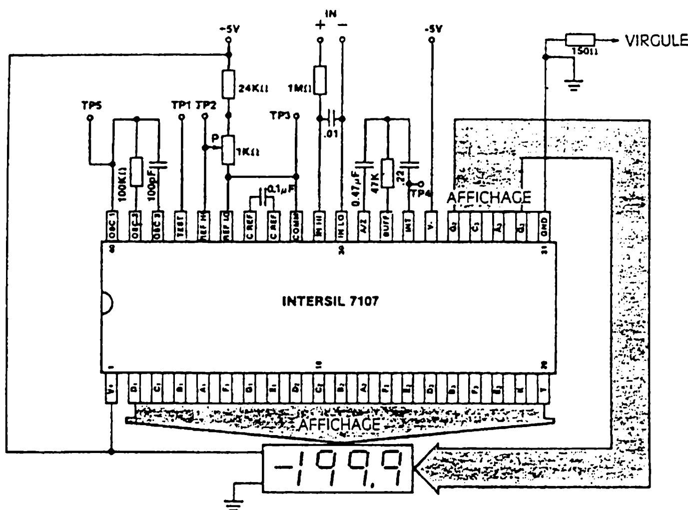
853



Vu-mètre avec gamme étendue.

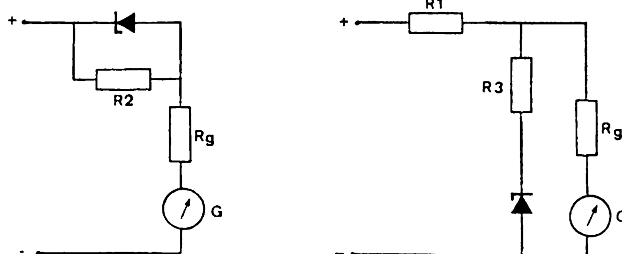


855



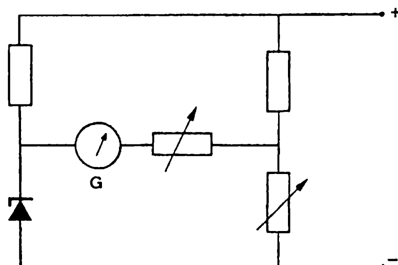
Le convertisseur 7107 (Intersil) est prévu pour des afficheurs LED à anode commune (TIL 312). Pour un affichage à cristaux liquides, on utilisera le convertisseur 7106. Sans atténuateur, le montage fonctionne pour 200 mV pleine échelle. P permet de d'ajuster la tension entre +ref et -ref à 100 mV.

856-857 COMPRESSEUR EXPANSEUR DE GRADUATION



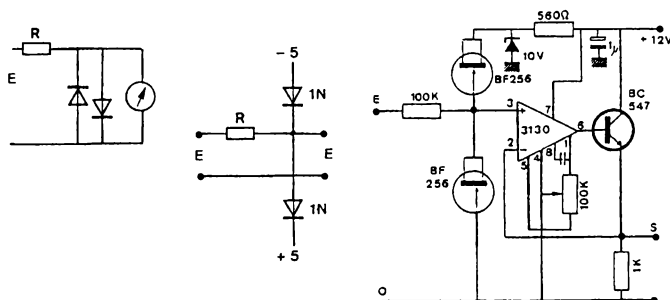
Le premier montage est un compresseur en début d'échelle. R_g représente la résistance du galvanomètre. Plus R_2 sera grand, plus les graduations sont resserrées jusqu'à V_z. Le deuxième montage montre comment obtenir une compression en fin d'échelle.

858 VOLTMETRE À INTERVALLE



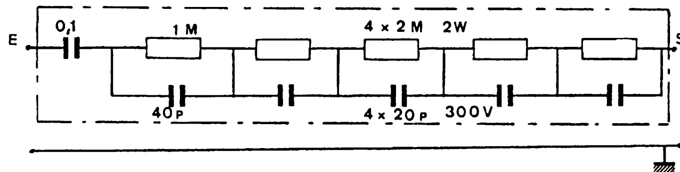
Ce montage permet d'utiliser la totalité de l'échelle d'un galvanomètre, quand la tension à mesurer varie entre deux valeurs limites communes U_{max} - U_{min}. La tension Uz sera choisie un peut inférieure à U_{min}. Les éléments résistifs seront fonction de l'utilisation.

859-860-861 PROTECTION D'ENTRÉE POUR MULTIMÈTRE



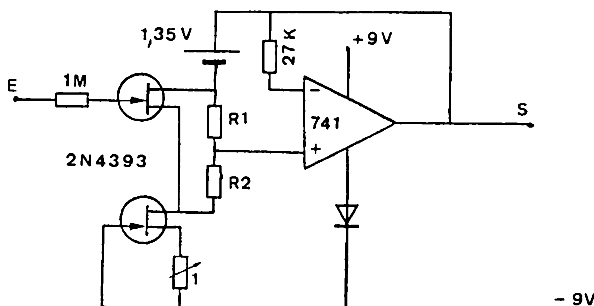
Le montage à FET permet une Haute impédance d'entrée (10 MΩ) avec une protection en tension de 1000 V.

862 SONDE THT



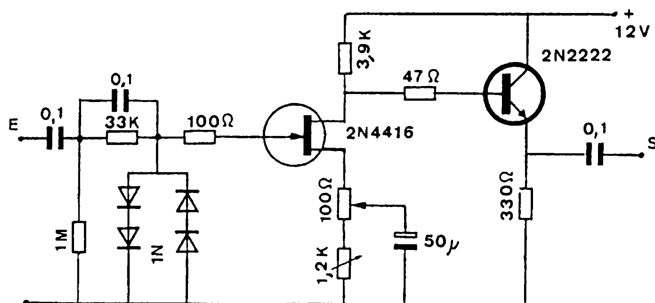
Pour mesurer la THT d'un téléviseur, on peut utiliser cette sonde qui a un affaiblissement de 10 avec une précision de 5%. (R_e = 9 MΩ, C_e = 5 pF)

863 SONDE 100 000 MΩ



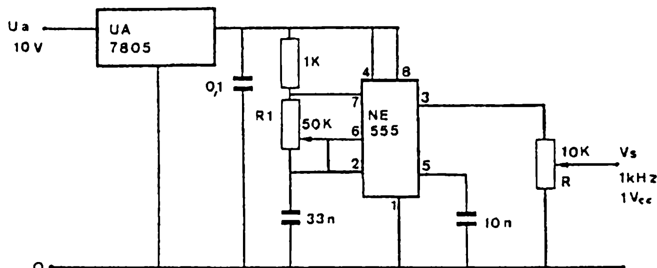
Ce montage utilise un transistor à effet de champ dont la porte est rendue positive par rapport à la source ce qui abaisse le courant d'entrée à une valeur très faible. En ajustant R_1 et R_2, on peut travailler avec des courants d'entrée de quelques microampères seulement.

864 SONDE PRÉAMPLIFICATRICE POUR OSCILLOSCOPE

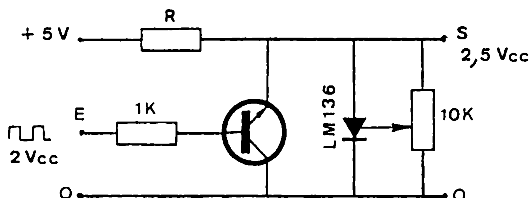


L'impédance d'entrée de cette sonde est de 1 MΩ, 30 pF avec une bande passante supérieure à 10 MHz à –3 dB. Son amplification est de 100.

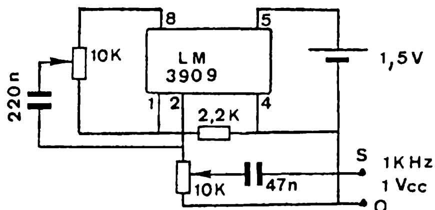
865 CALIBREURS (pour oscilloscopes)



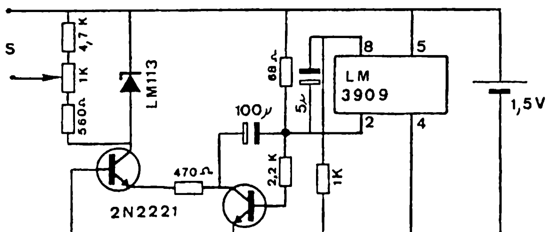
866



867

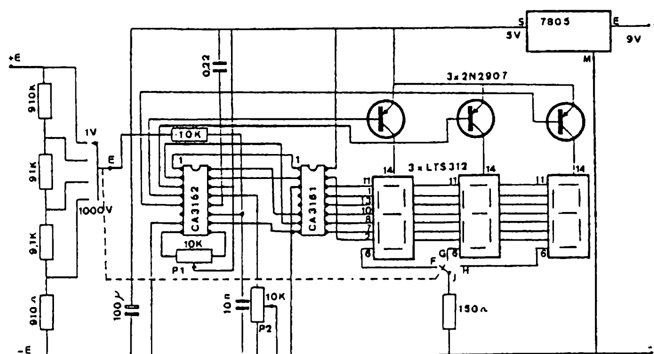


868

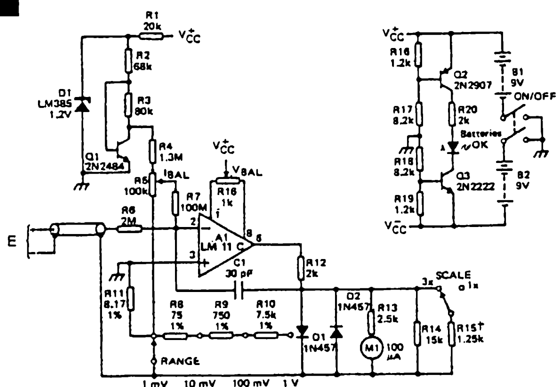


Le signal de sortie de ce générateur autonome est ajusté à 1 V_{cc}. Le temps de l'impulsion est de 1,5 ms au niveau haut et de 5,5 ms au niveau bas. Le montage fonctionne avec V_{bmin} = 1,2 V.

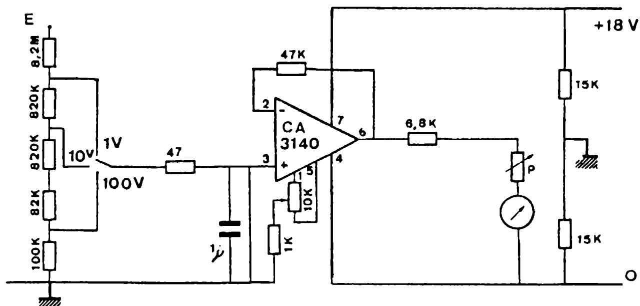
869 VOLTMÈTRES (Continu)



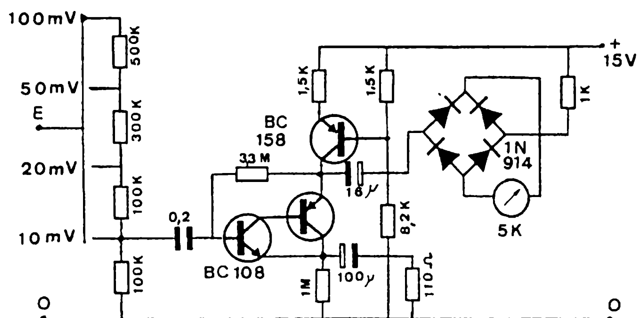
870



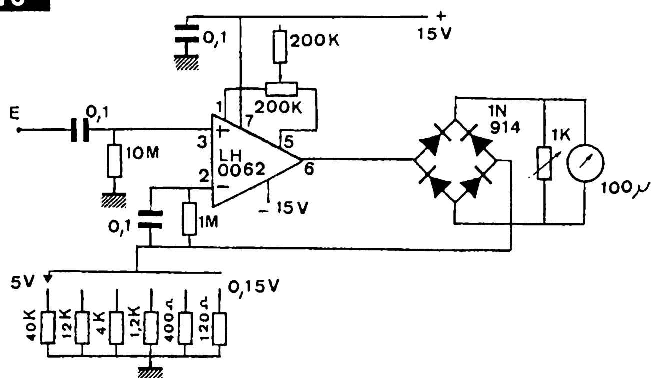
871



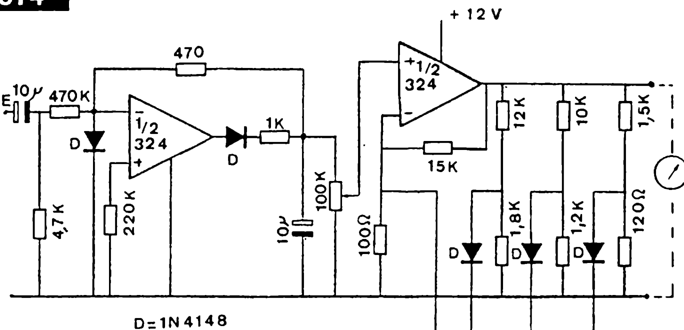
872 VOLTMÈTRES (Alternatif)



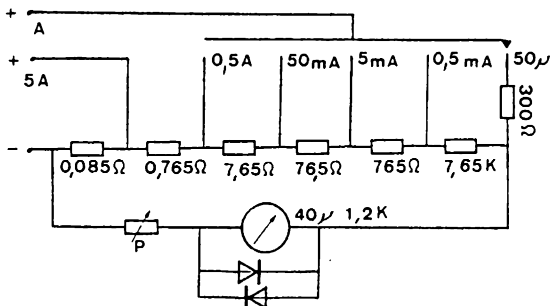
873



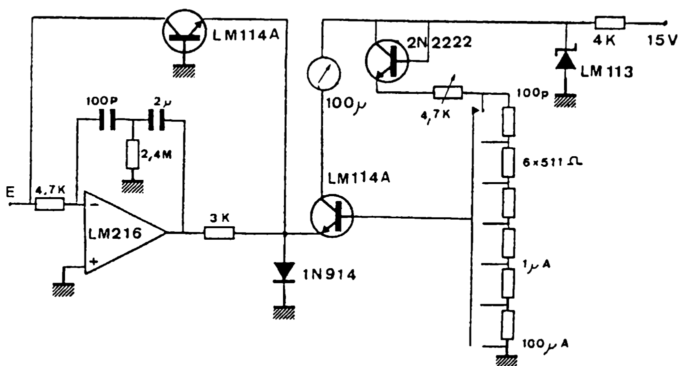
874



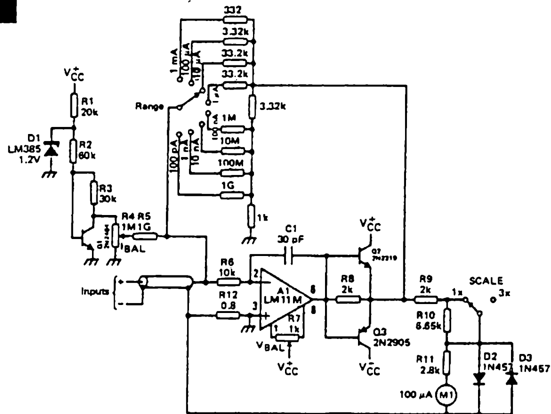
875 AMPÈREMÈTRES (Continu)



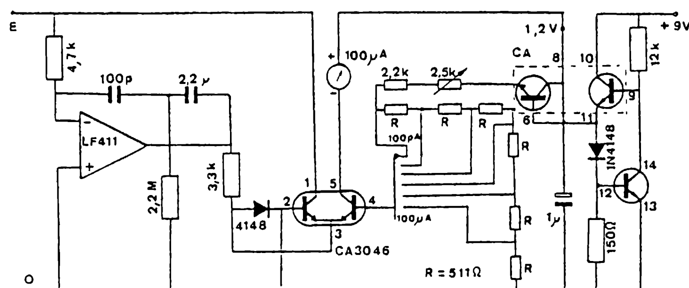
876



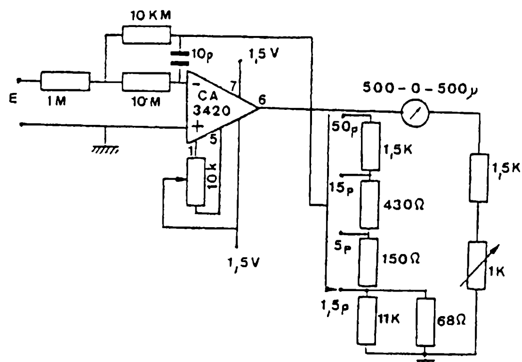
877



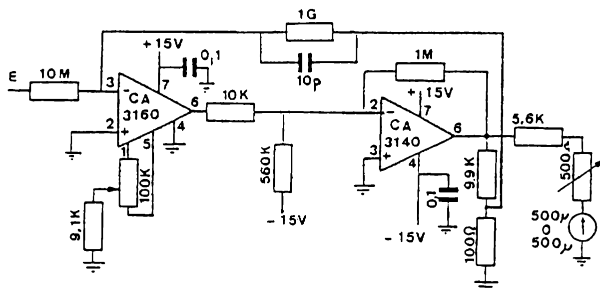
878 PICO-AMPÈREMÈTRES



879

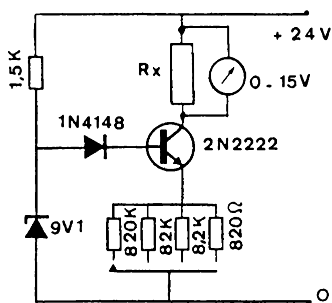


880

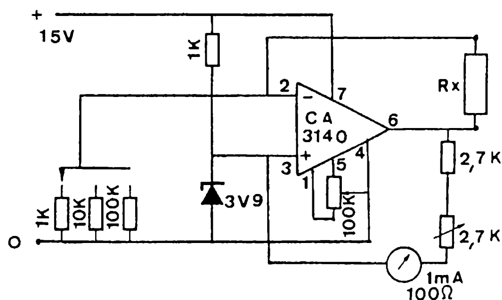


Un convertisseur courant-tension permet la mesure de courant de ± 3 pA à pleine échelle (Note Harris Semiconductor).

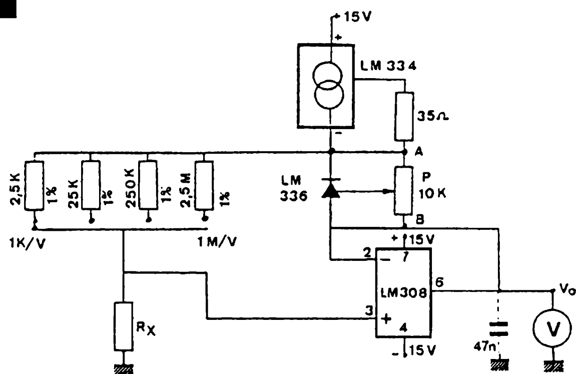
881 OHMÈTRES



882

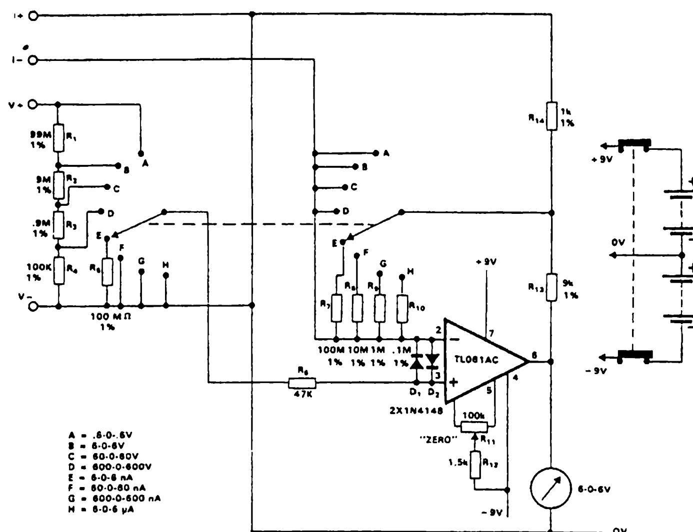


883



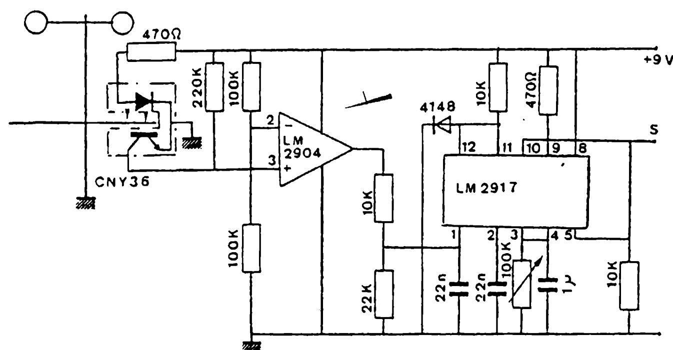
On utilise ici comme source de courant un LM 134. Le courant étant constant, la tension aux bornes de R_x et par suite V_o sera proportionnel à R_x. Nous avons pour la position
1 - 1 kΩ/V
2 - 10 Ω/V
3 - 100 Ω/V
4 - 1 MΩ/V

884 MULTIMÈTRE CONTINU



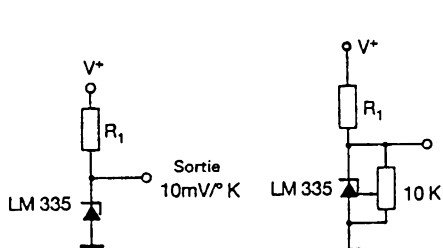
Ce multimètre proposé par Texas Instruments permet de mesurer une tension comprise entre ± 0,6 V et ± 600 V avec une haute impédance d'entrée (100 MΩ). Il permet également la mesure d'une intensité de courant comprise entre 6 nA et 0,6 µA.

885 ANÉMOMÈTRE

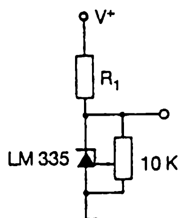


Ce montage utilise un capteur optique qui peut être remplacé par un capteur magnétique UGC 3020T, ainsi qu'un convertisseur de tension LM 2917.

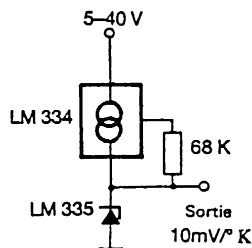
886-887-888 CAPTEURS DE TEMPÉRATURE



Capteur de température simple

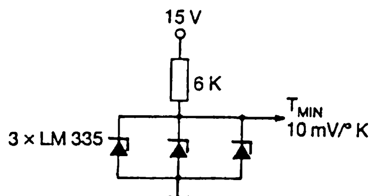


Capteur aligné

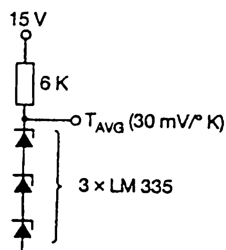


Forte tension d'alimentation

889-890

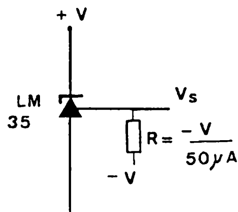


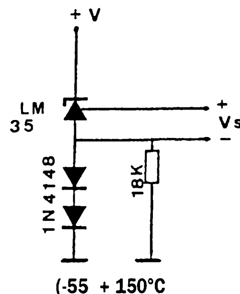
Montage en parallèle



Montage en série

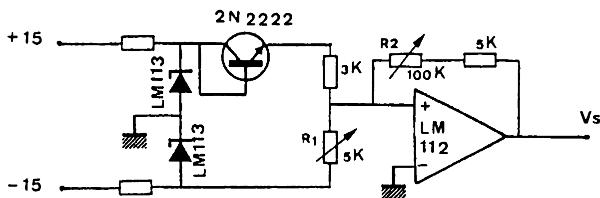
891-892





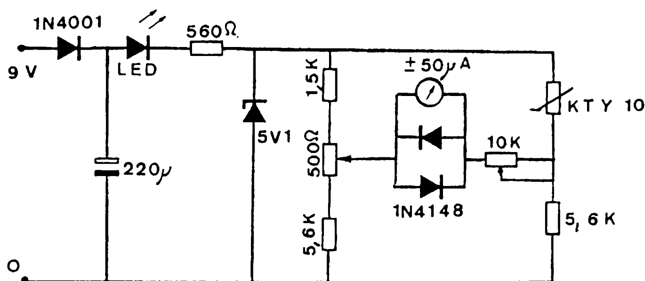
Applications pleine échelle

893 THERMOMÈTRES

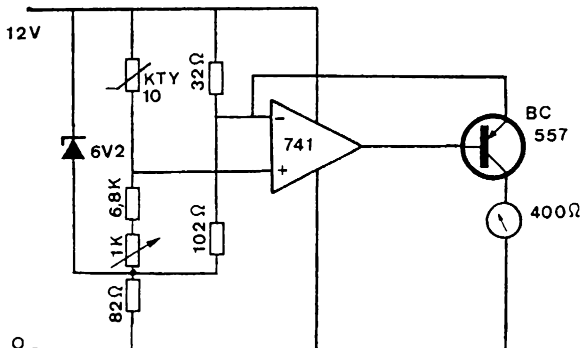


Ce montage utilise comme sonde un transistor 2N2222. La précision peut être meilleure que 1 °C à 100 °C. Le circuit peut être utilisé pour une gamme de température comprise entre −55 °C et +125 °C. R_1 permet d'ajuster U_s à 0 V pour $T = 0$ °C et R_2 permet le réglage à $U_s = 100$ mV/°C.

894

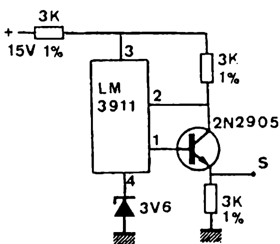


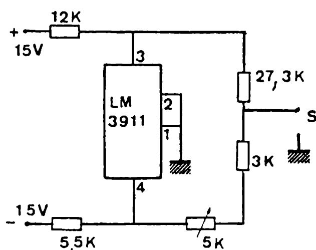
895



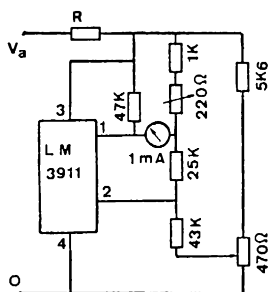
Ce montage utilise un capteur de température Siemens qui travaille dans une gamme de température comprise entre 40 et 100 °C. Il produit un courant proportionnel à la température.

896-897 THERMOMÈTRES

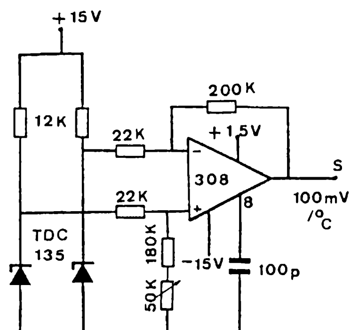




898-899

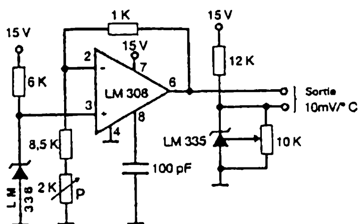


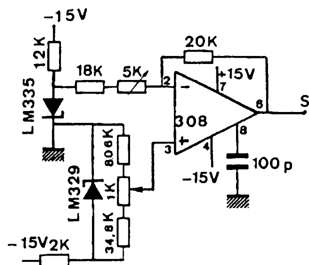
$$R = \frac{Va - 6}{3} \quad (K)$$



Thermomètres différentiels.

900-901





Régler P pour obtenir V_{so} = 2,73 V.

902 THERMOMÈTRES

Le détecteur de niveau analogique TL 489 permet d'afficher 1°C par LED. Pour changer de calibre, il faut changer R_A et R_B (pour $R_A = R_B = 100$ kΩ, on aura 2 °C par LED.

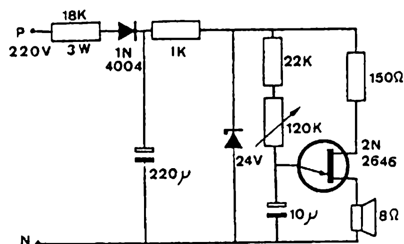
903

Le capteur LM35C2 permet de mesurer une température de –40°C à +110°C. La tension délivrée par le capteur est appliquée à un voltmètre 3 digits, constitué par les circuits CA3161 et CA3162.

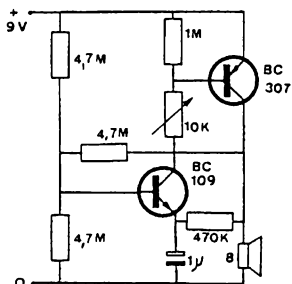
904

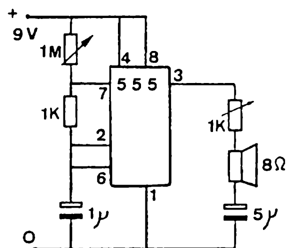
Le capteur de température est ici une diode au silicium (1N4148) dont le coefficient de température est de –2mV/°C.

905 MÉTRONOMES

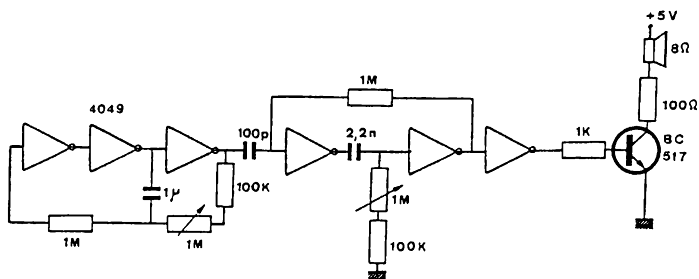


906-907

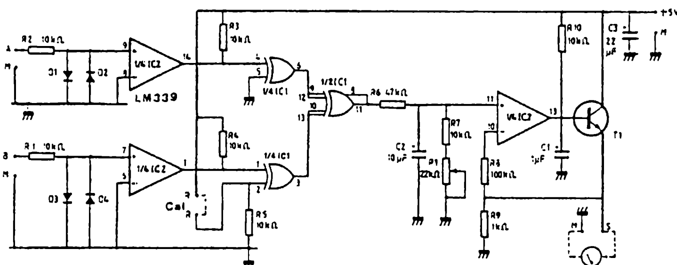




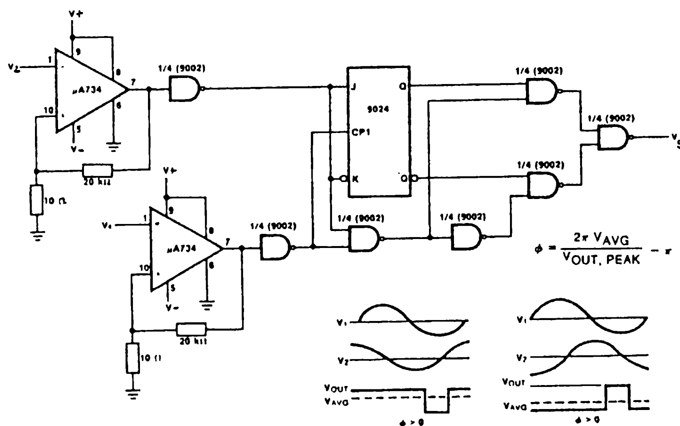
908



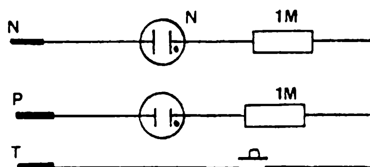
909 PHASEMÈTRES



910

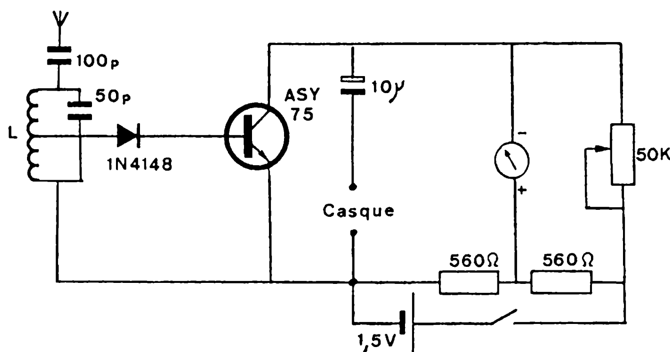


911



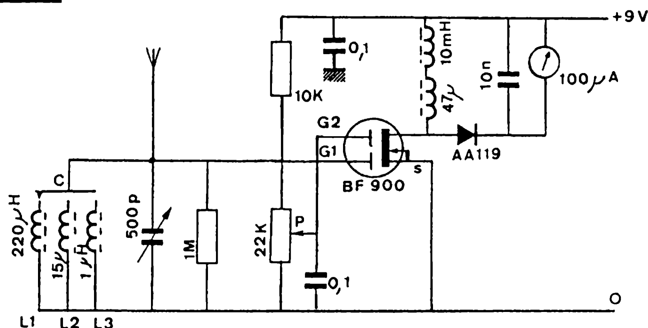
Testeur de phase. Lors du branchement du montage, les deux néons s'illuminent légèrement. En cas d'action sur le bouton, l'une des lampes s'éteint et l'autre s'illumine, c'est la phase.

912 MESUREURS DE CHAMP



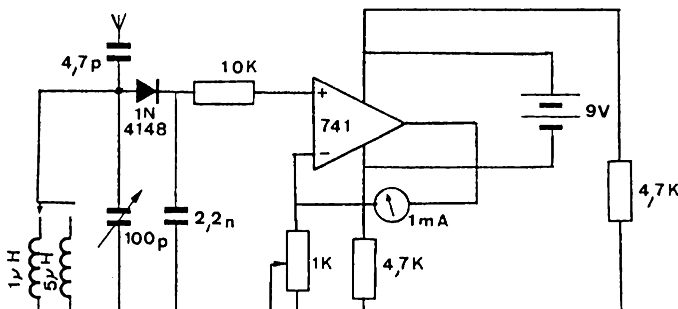
Ce circuit utilise un simple transistor. Il peut être utilisé pour la mise au point des antennes. La bobine L accordée avec le condensateur C sera fonction de la bande de fréquences à recevoir. Elle sera bobinée sur un mandrin à noyau de ferrite de D = 10 mm. On fera 80 spires pour 3,5 MHz, 30 spires pour 7 MHz et 17 spires pour 14 MHz.

913



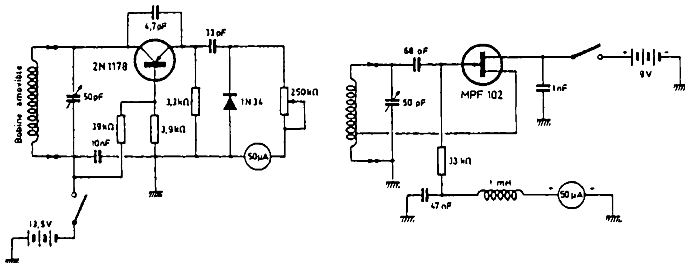
Ce montage comporte un étage amplificateur à transistor MOS afin d'augmenter la sensibilité. P permet de régler le gain et C permet de sélectionner la gamme de lecture. L1 - 480 kHz à 2,4 MHz, L2 - 2,4 à 12 MHz, L3 - 12 à 40 MHz.

914

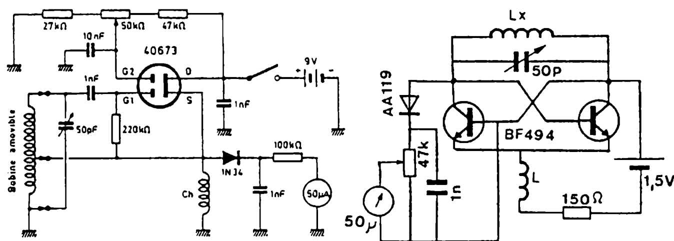


Dans ce montage on utilise un amplificateur opérationnel, ce qui lui confère une grande sensibilité.

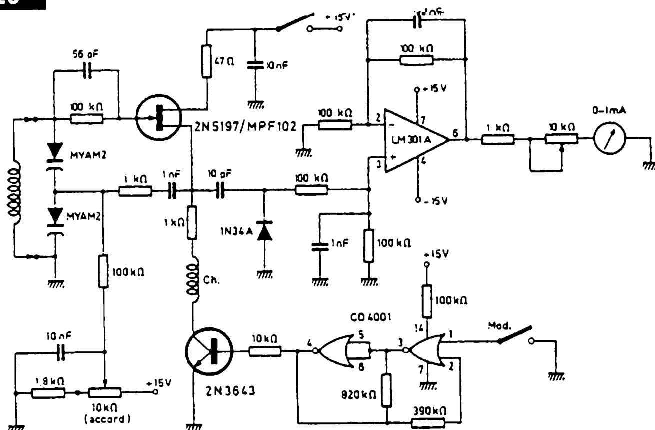
915-916 DIP-MÈTRES



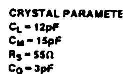
917-918



919

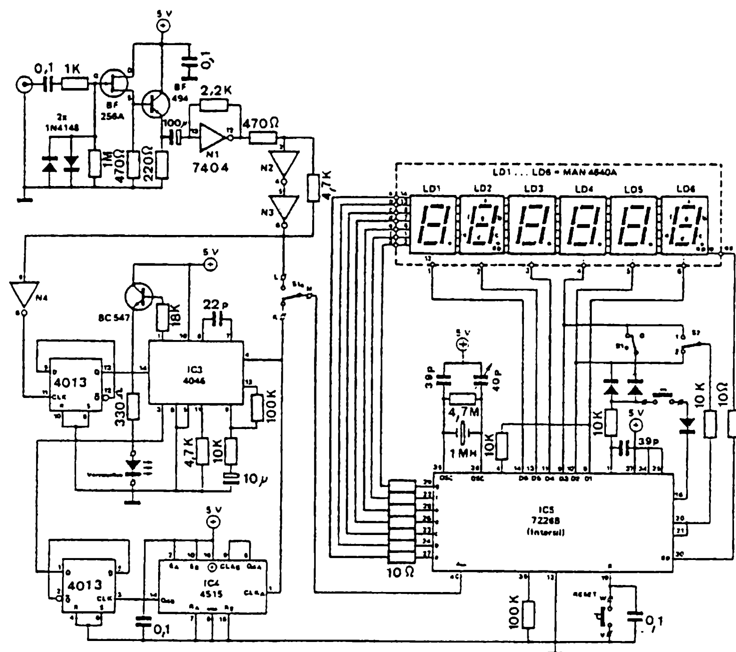


Ces dip-mètres, convenablement étalonnés, permettent de déterminer la fréquence de résonance des circuits LC. On peut également les utiliser pour apprécier la valeur d'une inductance ou d'une capacité, à partir d'une inductance ou une capacité de valeur connue.

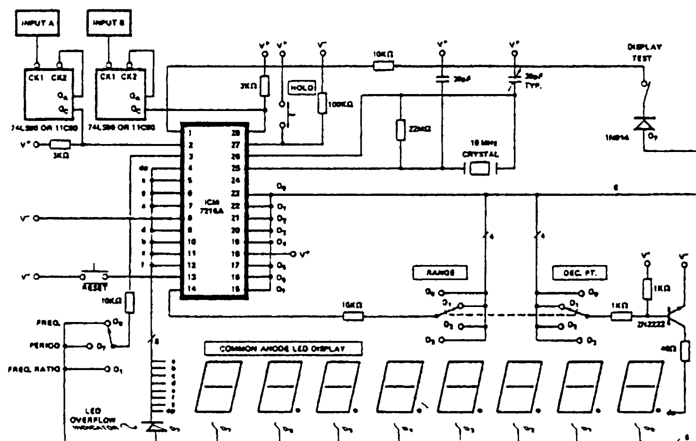


921

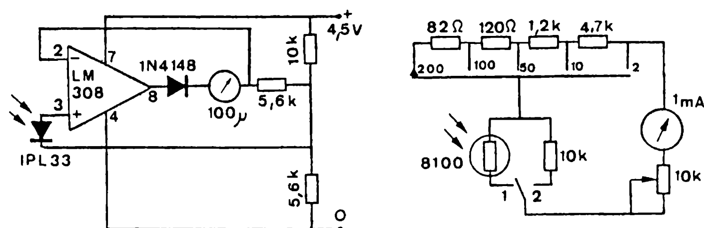



5 V
0,1
1K
2x
1N4148
BF
256A
BF
494
2,2K
100µ
470Ω
N1
7404
N2
N3
4,7K
1M
470Ω
220Ω
LD1 ... LD6 = MAN 4640A
LD1
LD2
LD3
LD4
LD5
LD6
N4
BC 547
18K
22p
4013
IC3
4046
330Ω
100K
4,7K
10K
10µ
39p
40p
4,7M
1MH
10K
10K
5 V
39p
10 K
10Ω
IC5
7226B
(Intersil)
10 Ω
IC4
4515
4013
0,1
100 K
RESET
0,1

923

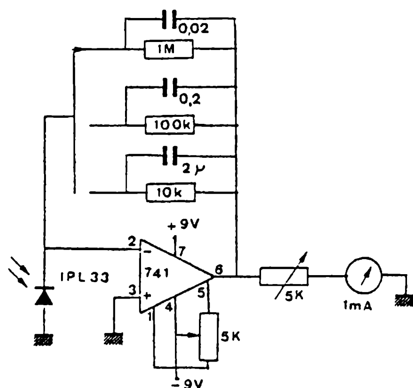

INPUT A
INPUT B
CK1 CK2
74LS90 OR 11C90
74LS90 OR 11C90
3KΩ
HOLD
100KΩ
10KΩ
22MΩ
10 MHz
CRYSTAL
39pF
TYP.
DISPLAY
TEST
1N914
ICM
7216A
RESET
10KΩ
FREQ.
PERIOD
FREQ. RATIO
RANGE
DEC. PT.
1KΩ
1KΩ
2N2222
COMMON ANODE LED DISPLAY
LED
OVERFLOW
INDICATOR

924-925 LUXMÈTRES

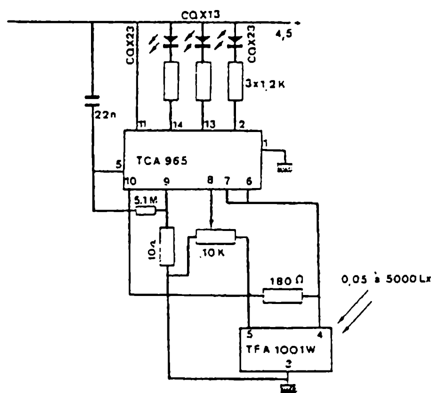


La photodiode attaquant l'amplificateur à haute impédance d'entrée fournit une réponse tension éclairement logarithmique.
Pour le deuxième montage on utilise une photorésistance (LDR) 8100 de Silvania.
Le commutateur en position 2 permet de tarer le posemètre.

926

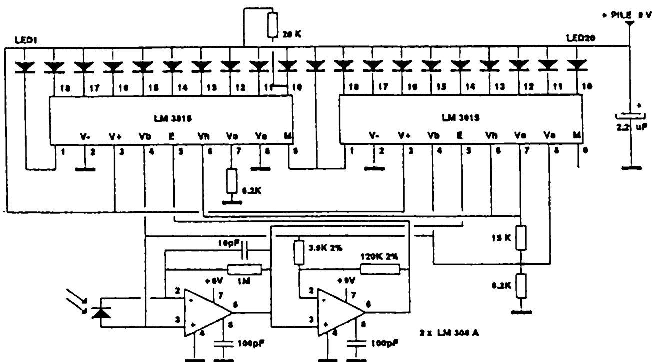


927

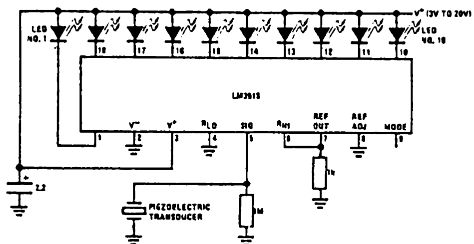


Le TFA 1001W de Siemens est une photodiode avec amplificateur qui permet de mesurer un faible éclairement.
Le potentiomètre permet d'allumer la diode verte (CQX 13). Celle-ci étant allumée, l'index du potentiomètre qui à été préalablement étalonné, indiquera la valeur de l'éclairement.

928 LUXMÈTRE

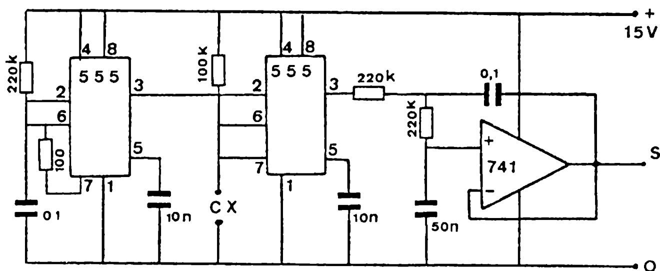


929 MESURE DES VIBRATIONS (Capteur piézo-électrique)

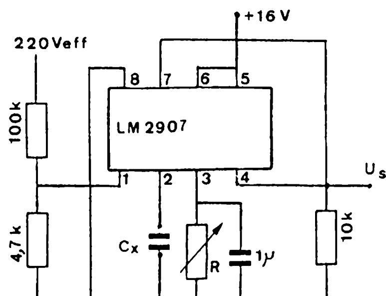


LED	Threshold
1	60 mV
2	80 mV
3	110 mV
4	160 mV
5	220 mV
6	320 mV
7	440 mV
8	630 mV
9	890 mV
10	1.25 V

930 CAPACIMÈTRE

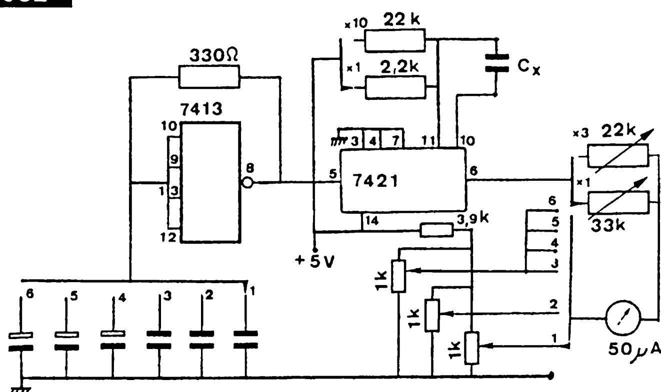


931 CAPACIMÈTRES



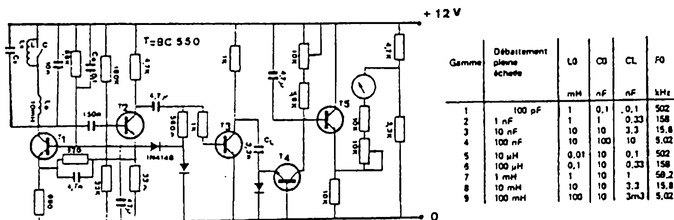
On utilise dans ce montage un circuit convertisseur fréquence-tension. Nous avons ici $U_s = F.U_{cc}.R.C_x$. F étant définie U_s sera fonction de C_x. Avec R = 130 kΩ, nous avons U_s = 1 à 10 V pour C_x = 0,01 à 0,1 μF.

932



Ce capacimètre permet la mesure des capacités de 15 pF à 15 μF.

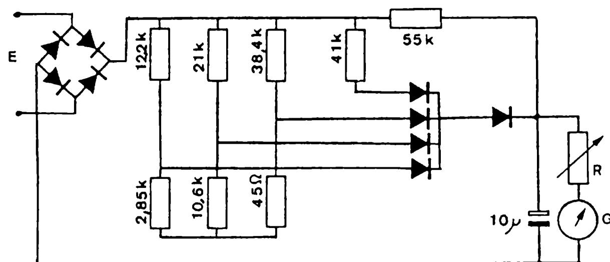
933



Gamme	Débattement pleine échelle	L0 mH	C0 nF	CL nF	F0 kHz
1	100 pF	1	0,1	0,1	502
2	1 nF	1	1	0,33	158
3	10 nF	10	10	3,3	15,8
4	100 nF	10	100	10	5,02
5	10 μH	0,01	10	0,1	502
6	100 μH	0,1	10	0,33	158
7	1 mH	1	10	1	50,2
8	10 mH	10	10	3,3	15,8
9	100 mH	100	10	3m3	5,02

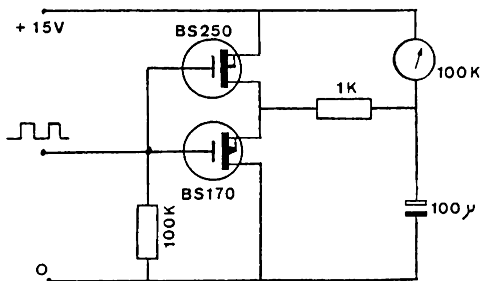
Capacimètre-Selfmètre.
Le principe de ce montage proposé par ITT, est basé sur le changement de fréquence dû à la self ou au condensateur inséré dans le circuit oscillant. La variation de fréquence ainsi produite est mesurée par le convertisseur de fréquence réalisé à l'aide de T_3 et T_4. Le tableau donne les valeurs de L_0, C_0, C_l, pour différentes gammes de mesure.

934 REDRESSEUR POUR VALEUR EFFICACE



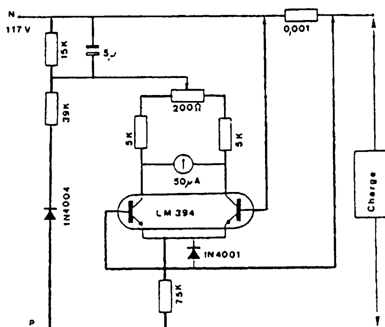
Le galvanomètre indique la valeur efficace de la tension appliquée à l'entrée E.
Les diodes seront au germanium du type OA85.

935 MESURE DU RAPPORT CYCLIQUE



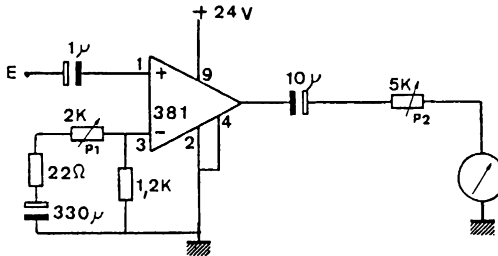
Ce montage permet de lire le rapport cyclique exprimé directement en % sur le galvanomètre qui sera étalonné en conséquence.

936 WATTMÈTRE



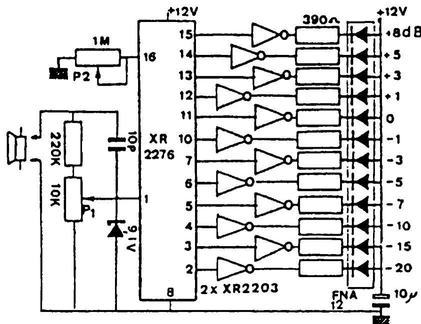
Ce montage fonctionne en 117 V mais il peut être facilement modifié pour d'autres tensions. Il permet la mesure d'une puissance efficace de 1 kW sur une charge complexe avec une faible consommation (10 mW).

937 VU MÈTRE



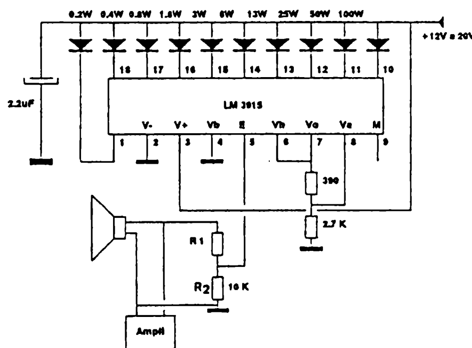
Cet amplificateur permet de mesurer le niveau de sortie d'un microphone. P_1 règle la sensibilité et P_2 permet de calibrer l'appareil de mesure.

938 INDICATEUR OPTOELECTRONIQUE DE NIVEAU AUDIO



Le circuit XR2276 (EXAR) permet un ruban lumineux en 12 points indiquant des rapports de tension de -20 dB à +8 dB référencés au 0 dB. P_1 règle la sensibilité et P_2 le halage de 0 dB.

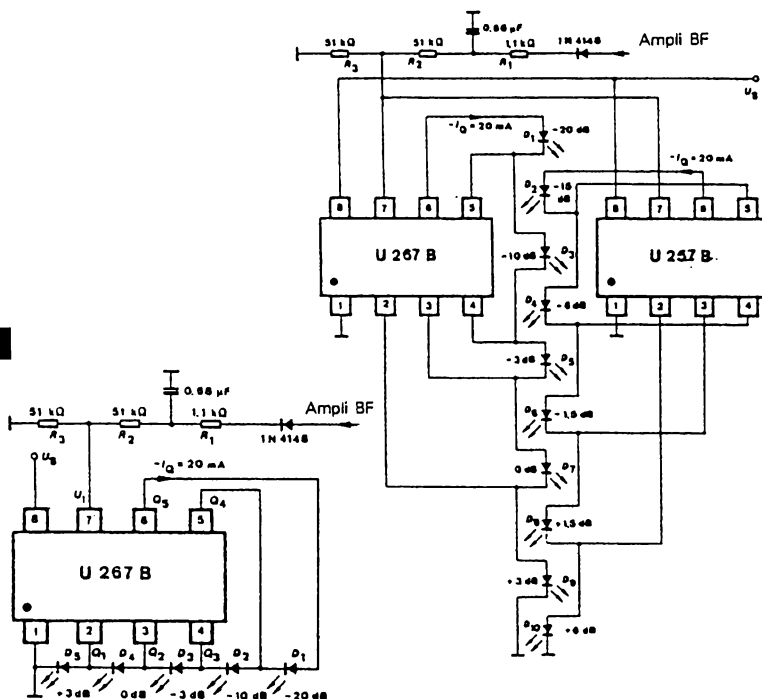
939 WATTMÈTRE LUMINEUX AUDIO



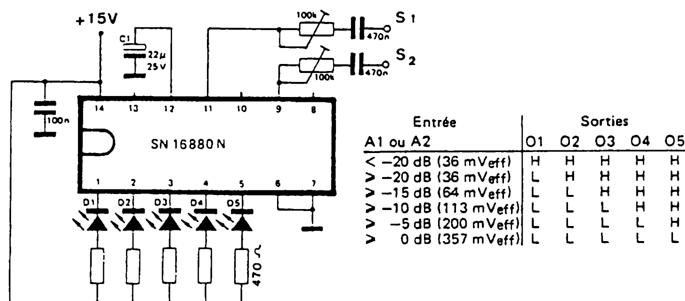
Dans le pont diviseur constitué par R_1 et R_2, R_1 sera fonction de l'inpédance du Haut-parleur soit pour :
$Z = 4\ \Omega$ $R_1 = 10\ k\Omega$,
$Z = 8\ \Omega$ $R_1 = 18\ k\Omega$,
$Z = 16\ \Omega$ $R_1 = 30\ k\Omega$.

940 INDICATEUR LOGARITHMIQUE DE NIVEAU BF

941



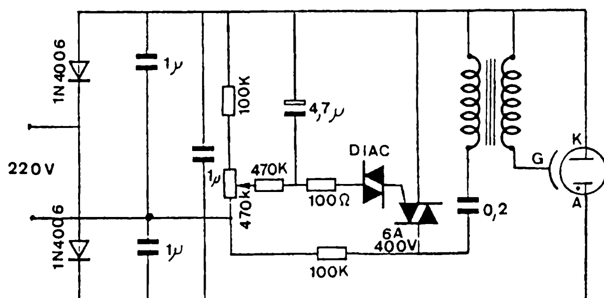
942 VU-MÈTRE STÉRÉO



Entrée A1 ou A2	Sorties O1	O2	O3	O4	O5
< −20 dB (36 mVeff)	H	H	H	H	H
> −20 dB (36 mVeff)	L	H	H	H	H
> −15 dB (64 mVeff)	L	L	H	H	H
> −10 dB (113 mVeff)	L	L	L	H	H
> −5 dB (200 mVeff)	L	L	L	L	H
> 0 dB (357 mVeff)	L	L	L	L	L

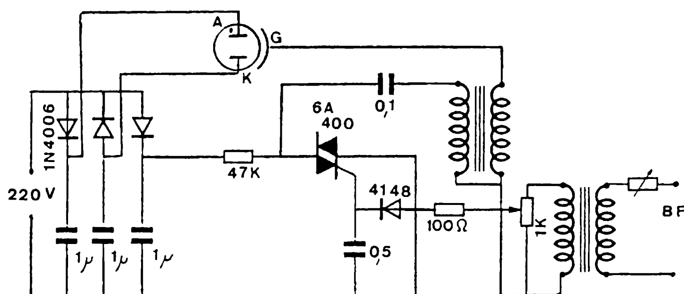
Avec ce circuit on dispose d'un indicateur de niveau logarithmique susceptible de remplacer le voltmètre de crête d'un magnétophone.

943 STROBOSCOPES



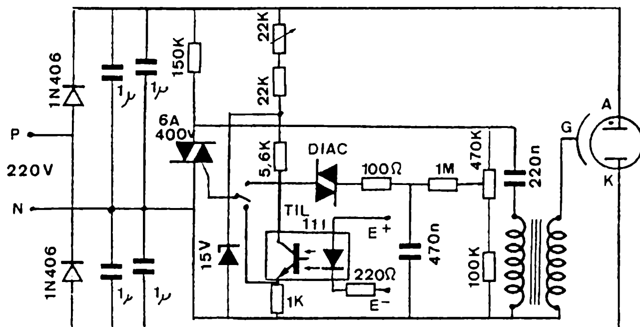
Ce stroboscope de spectacle a une fréquence d'oscillation comprise entre 0,2 et 12 Hz. Il permet, avec cette fréquence basse, la décomposition des mouvements.

944



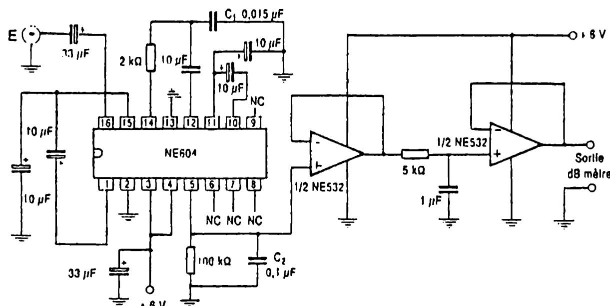
Stroboscope musicale.
Ce stroboscope produit des éclats au rythme de la musique.

945



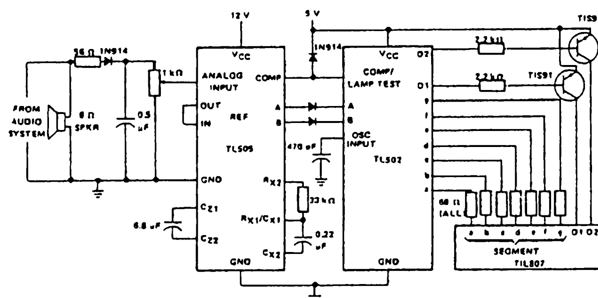
Kit électronique collège.

946 DÉCIBELMÈTRE



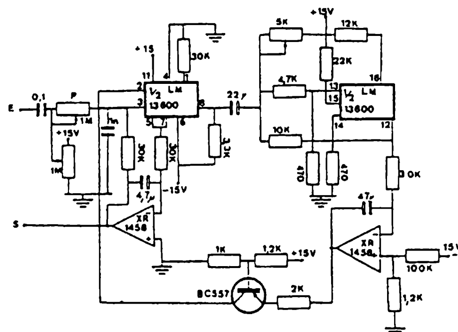
Le circuit NE 604 monté en détecteur de niveau audio, fonctionne avec une dynamique de 80 dB. Un voltmètre 0 - 5 V calibré en dB couvre toute la gamme de mesure.

947 WATTMÈTRE AUDIO



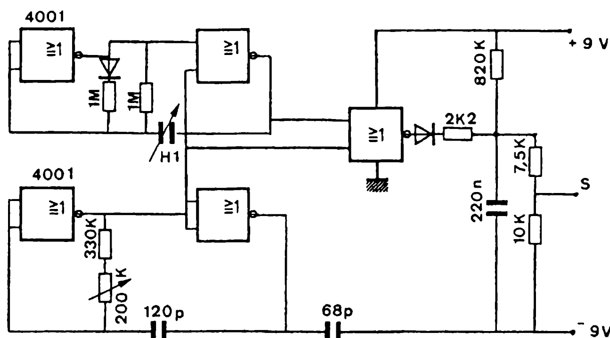
On utilise pour ce wattmètre un convertisseur analogique-digital TL505C suivi d'un décodeur TL502 de Texas Instrument.

948 CONVERTISSEUR RMS

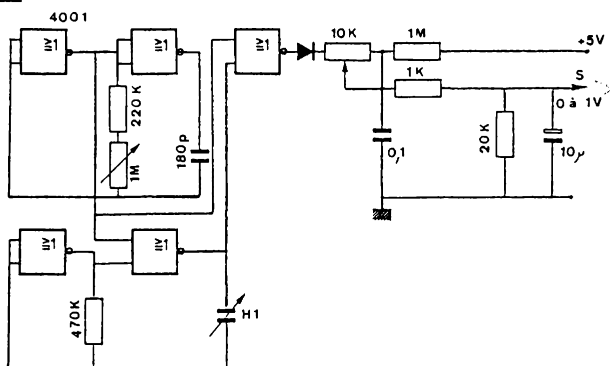


Ce montage convertit une tension alternative en une tension continue correspondant à la valeur efficace. Le potentiomètre P permet de régler la tension de sortie de manière à ce que cette tension corresponde à la valeur moyenne quadratique (RMS).

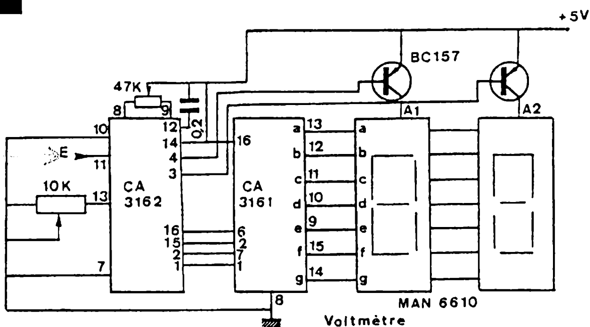
949 HYGROMÈTRES



950

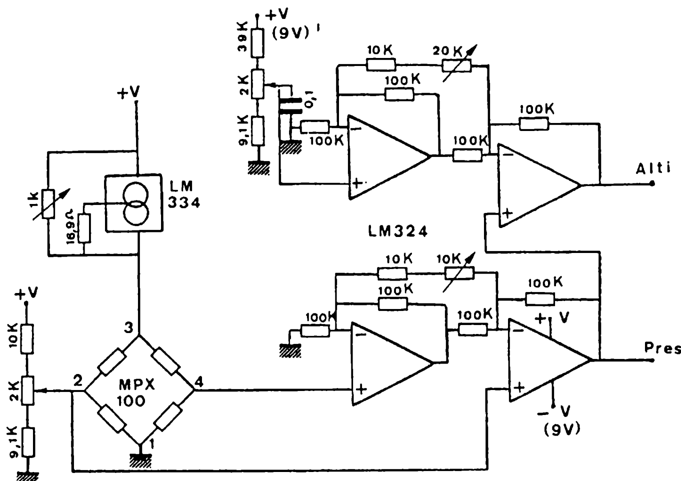


951



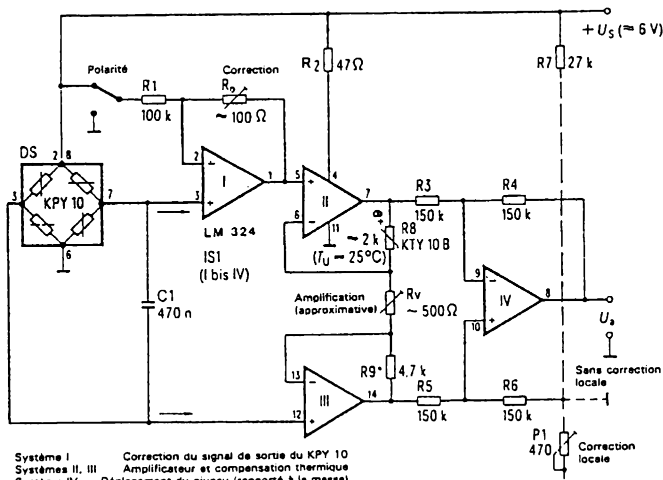
Le capteur H1 (Philips RTC) est une capacité qui varie en fonction de l'humidité relative (15 pF à 0 %, 160 pF à 100 %). Ce capteur est ici utilisé dans un montage astable. La tension de sortie est intégrée pour donner une tension continue de 50 mV à 100 mV pour 5 à 100 % d'humidité.

952 BAROMÈTRE - ALTIMÈTRE



Ce montage utilise un capteur de pression MPX 100A (Motorola). L'étage altimètre est un circuit qui permet de différencier une pression de référence de la pression ambiante. La relation pression/mètre est ici de 1 pour 10 (1 millibar pour 10 mètres).

953



Capteur de pression
Application du KPY10 (Siemens).

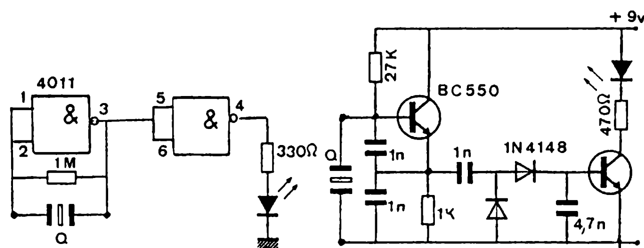
954 COMPTEUR GEISER

Ce montage alimenté par une pile, permet de mesurer le taux de radiation radio-active. On utilise le tube de comptage à manchon :
ZP 1200 pour rayons gamma et rayons X
VAZ 115 pour rayon bêta et gamma
ZP 1401 pour rayons alpha, bêta, gamma et X.

955 PONT DE MESURE RC

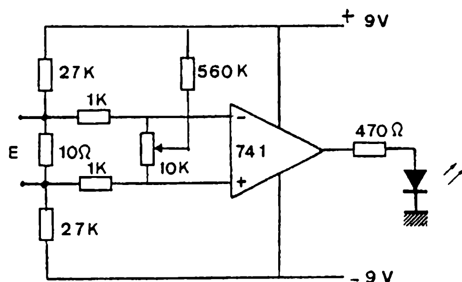
956

957-958 TESTEURS DE QUARTZ



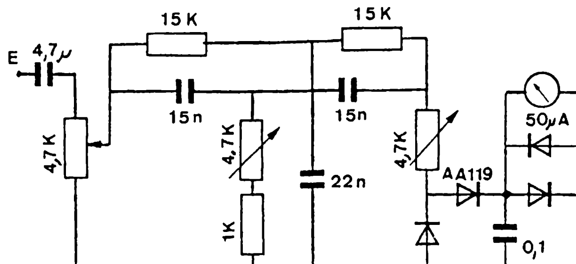
Le quartz à tester est monté dans un circuit oscillateur. Les oscillations sont ensuite amplifiées pour rendre conductrice une LED.

959 SONNETTE



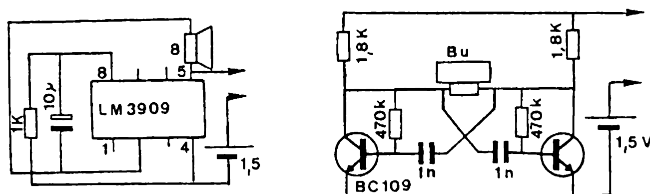
Ce contrôleur permet de détecter un court-circuit sans danger pour les composants du montage.
La tension de mesure est de 2 mV avec une intensité limitée à 200 µA. Le potentiomètre permet le réglage de la tension d'offset.

960 DISTORTIOMÈTRE

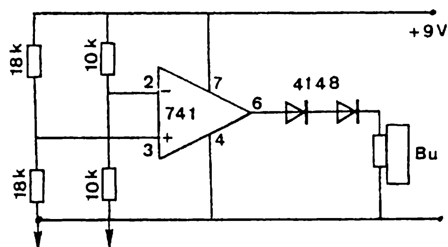


Ce montage permet de mesurer les harmoniques du signal à observer.
Le filtre arrête la fondamentale qui est ici de 1 kHz et laisse passer les harmoniques. Le taux de distorsion en % est défini par : $d = U$ harmonique $(V_{eff})/U_e\ (V_{eff})$.

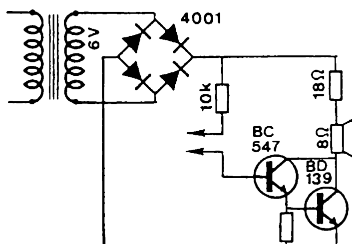
961-962 TESTEURS SONORES (SONNETTES)



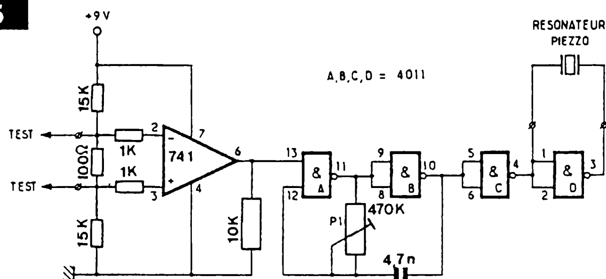
963



964

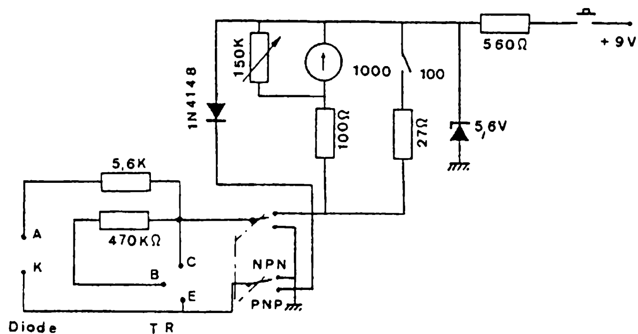


965

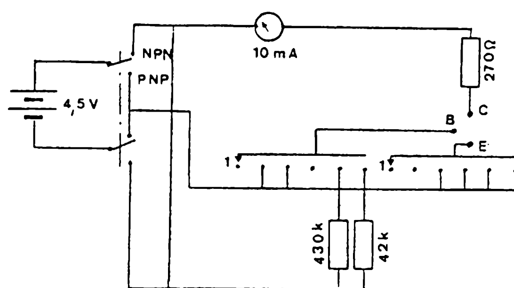


Ces montages permettent de vérifier la continuité d'un circuit sans regarder l'appareil de contrôle.

966 TRANSISTORMÈTRES



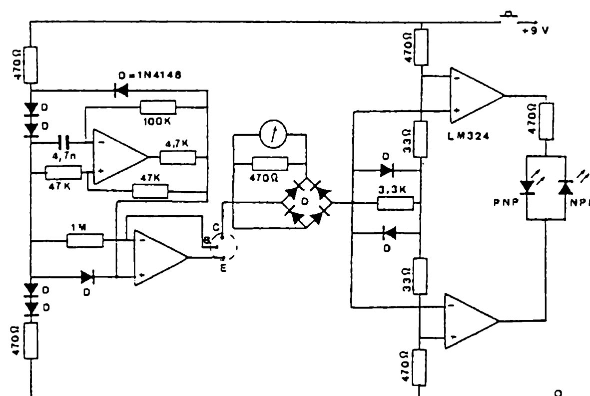
967



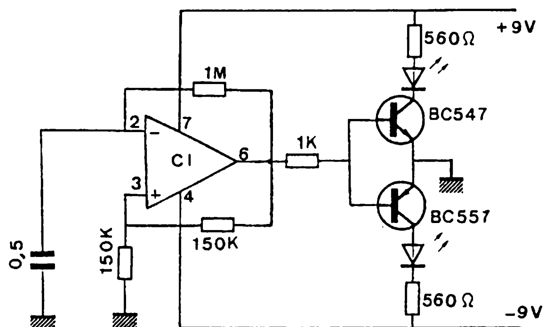
Suivant la position du commutateur, nous mesurons :

1 - Arrêt
2 - Courant de fuite I_{cbo}
3 - Courant de fuite avec la base à la masse
4 - Courant de fuite I_{ceo}
5 - Courant collecteur pour $I_b = 10$ µA
6 - Courant collecteur pour $I_b = 100$ µA

968

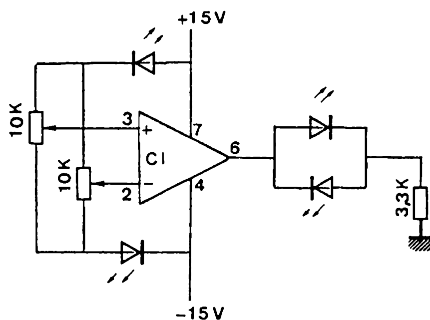


969 TESTEURS D'AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS



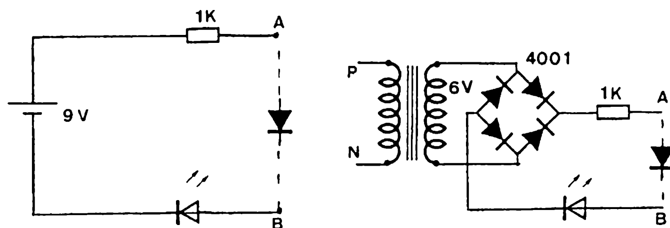
Dans ce montage, l'ALI à tester est monté en oscillateur basse fréquence. Si l'ALI est bon les LED doivent éclairer alternativement.

970



Ce montage comparateur de tension, permet de vérifier, par simple action sur les potentiomètres, si l'ALI sature correctement pour un niveau d'entrée bas ou haut.

971-972 TESTEURS DE DIODES



Si l'anode de la diode est connectée en A, et que la LED s'illumine, nous avons une diode qui conduit. Dans le sens inverse, la LED doit rester éteinte.



L'ÉMISSION RÉCEPTION EN BREF

Dans tous les procédés utilisés, la télécommunication utilise une onde porteuse de fréquence élevée, modulée par l'information à transmettre puis émise par une antenne sous forme d'ondes électromagnétique.
Cette onde est captée par une antenne, amplifiée puis démodulée afin de reproduire l'information transmise.

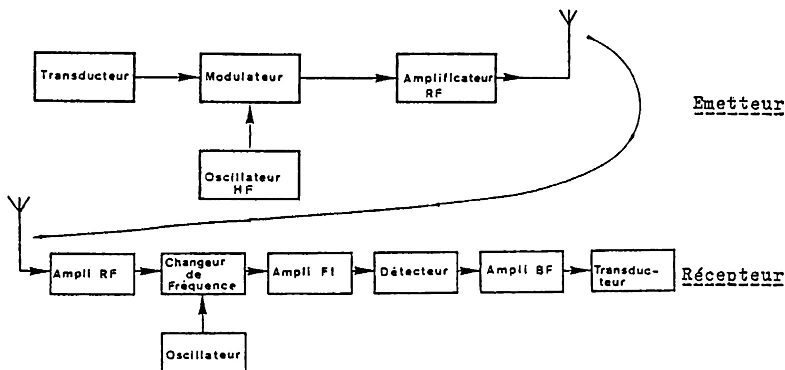


Schéma fonctionnel du système émission-réception

Répartition des fréquences

Suivant les règlements internationaux, l'emploi des fréquences comprises entre 10 kHz ET 40 GHz est notifié dans le tableau ci-dessous.

N° de bande	Désignation métrique des ondes	Abréviations anglaises	Fréquences	Bandes d'exploitation
4	myriamétriques	VLF	3 à 30 kHz	
5	kilométriques	LF	30 à 300 kHz	150 à 255 kHz (11 canaux) } Radiodiffusion en A.M.
6	hectométriques	MF	300 à 3 000 kHz	525 à 1 605 kHz (120 canaux) } Radiodiffusion en A.M.
7	décamétriques	HF	3 à 30 MHz	5,95 à 26,1 MHz } Radiodiffusion en A.M.
8	métriques	VHF	30 à 300 MHz	41 à 216 MHz : Télévision, F.M.
9	décimétriques	UHF	300 à 3 000 MHz	470 à 960 MHz : Télévision
10	centimétriques	SHF	3 à 30 GHz	3,1 à 11,7 GHz } Faisceaux hertziens
11	millimétriques	EHF	30 à 300 GHz	} Radar

Les bandes d'exploitation, en dehors des bandes de radiodiffusion, sont attribuées à des stations fixes terrestres (côtière, météo, radio-amateurs), à des stations mobiles (navire, avion), pour la radionavigation, le radioguidage, etc.

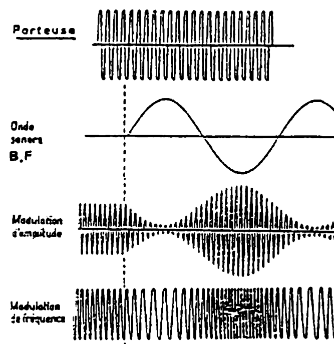
Modulation

Modulation d'amplitude (AM)

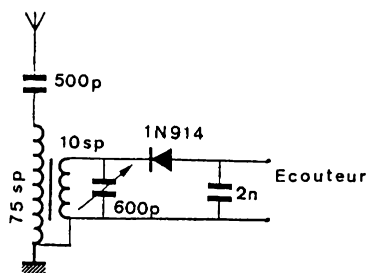
Il y a modulation d'amplitude lorsqu'un signal basse fréquence commande l'amplitude d'un signal haute fréquence.

Modulation de fréquence (FM)

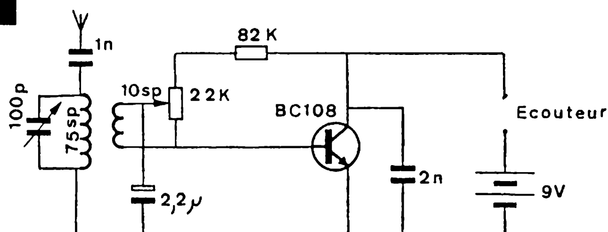
Il y a modulation de fréquence lorsqu'un signal basse fréquence commande la fréquence d'un signal haute fréquence.



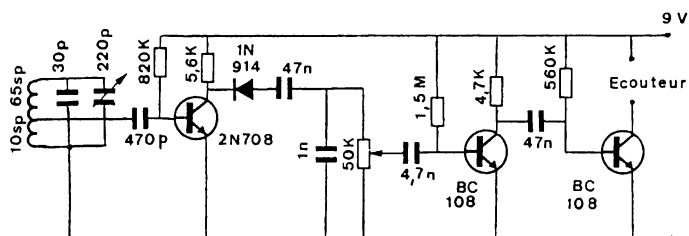
973 RÉCEPTEURS AM



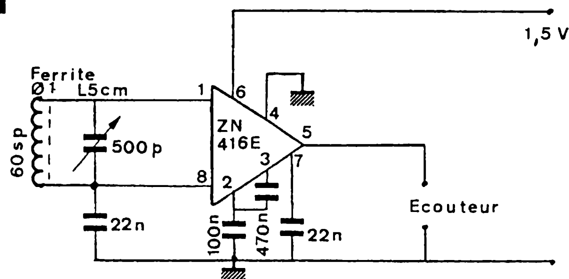
974



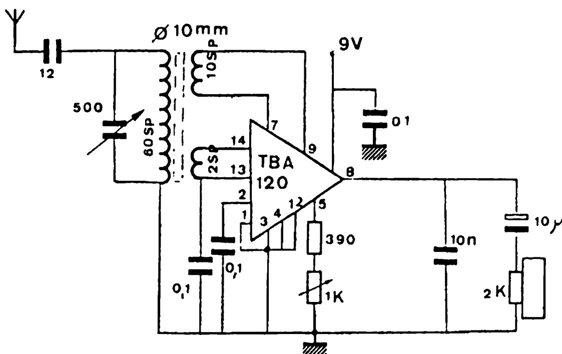
975



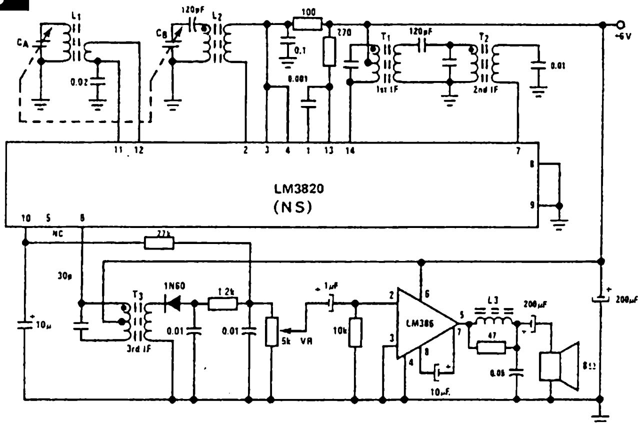
976



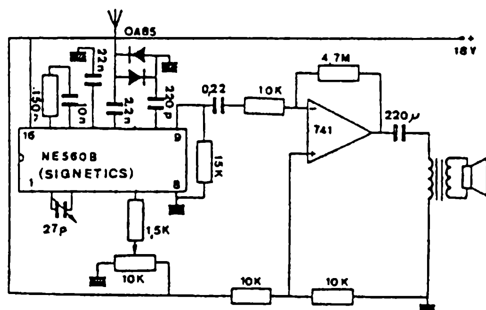
977 RÉCEPTEURS AM



978

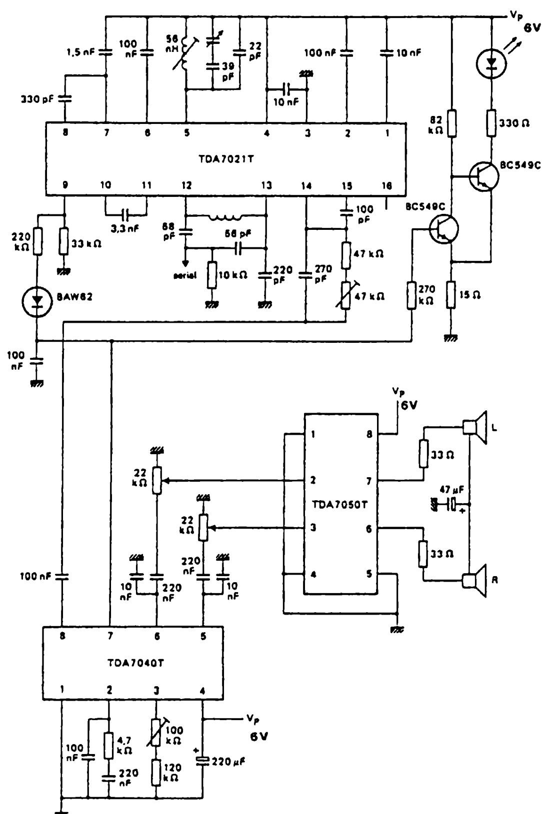


VC	AM PVC	L1	AM ANT 525KHz-1650KHz	L2	AM OSC 980kHz-2105kHz	L3	O/P CHOKE
							FERRITE BEAD
T1	AM 1st IF 455KHz	T2	AM 2nd IF 455KHz	T3	AM 3rd IF 455KHz		

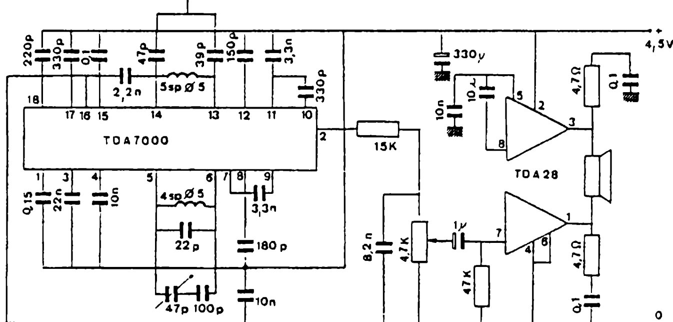


OA85
18 V
22n
10n
150n
22n
220p
0,22
10K
4,7M
741
220µ
NE560B
(SIGNETICS)
16
9
1
8
15K
27p
1,5K
10K
10K
10 K

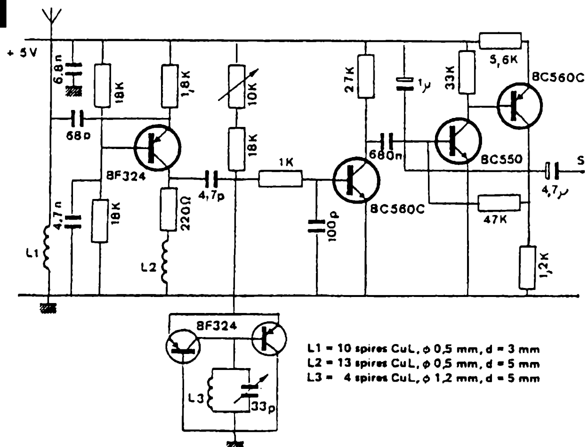
980



Vp 6V
TDA7021T
BC549C
BC549C
BAW62
TDA7050T
TDA7040T



982



983

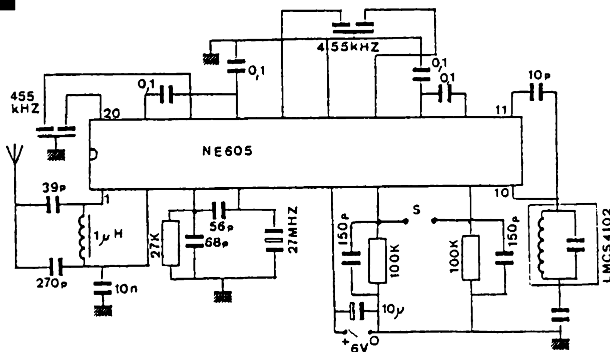
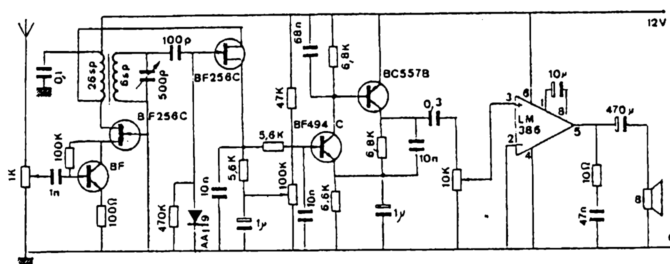
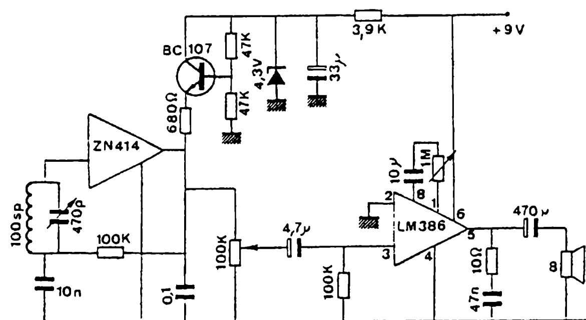


Schéma d'un récepteur 27 MHz stabilisé par quartz, à simple changement de fréquence.

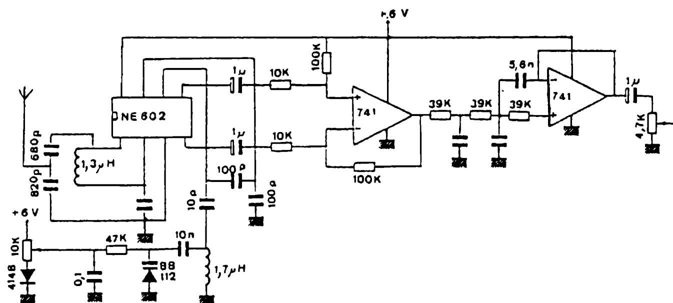
984 RÉCEPTEURS O.C.



985

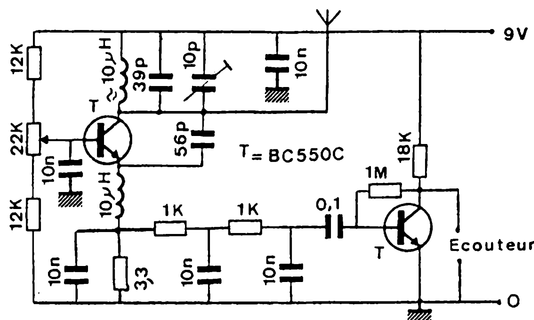


986

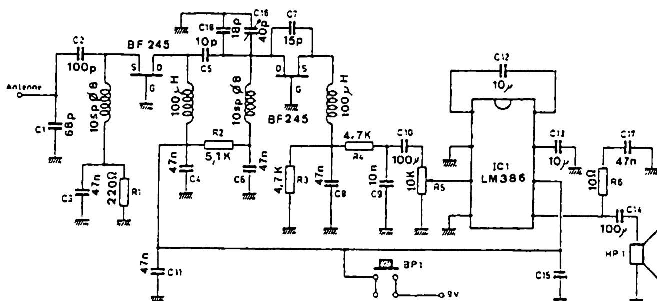


Nous avons ici un récepteur très performant vis-à-vis des composants mis en œuvre. Doté d'une sensibilité de l'ordre de 10 μV, il permet de constituer une bonne base pour l'écoute des stations de radiodiffusion sur ondes courtes.

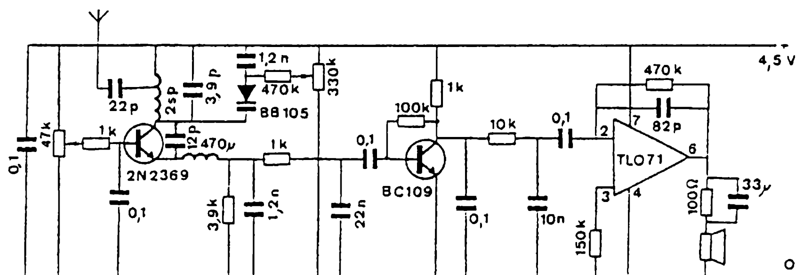
987 RÉCEPTEURS CB



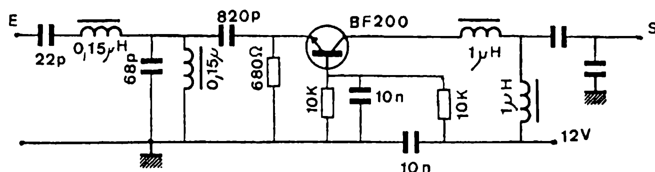
988



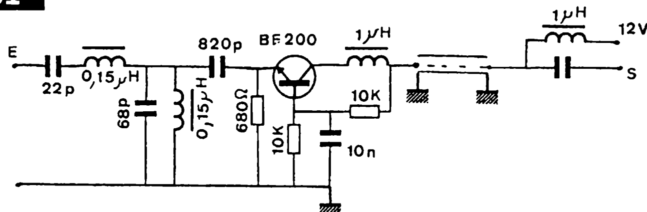
989 RÉCEPTEURS AM.FM



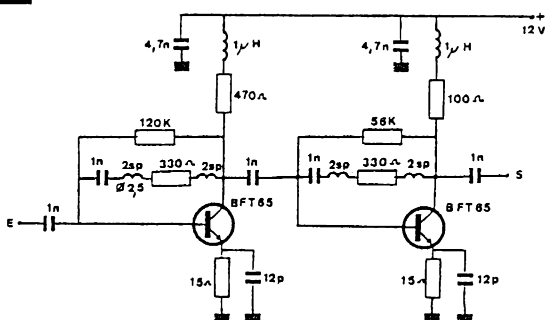
990 AMPLIFICATEURS D'ANTENNES



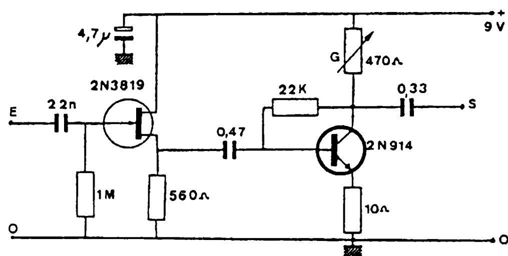
991



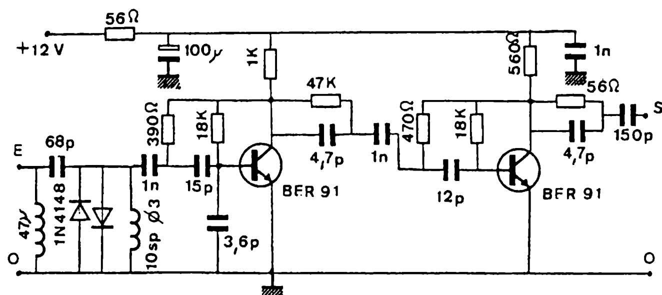
992



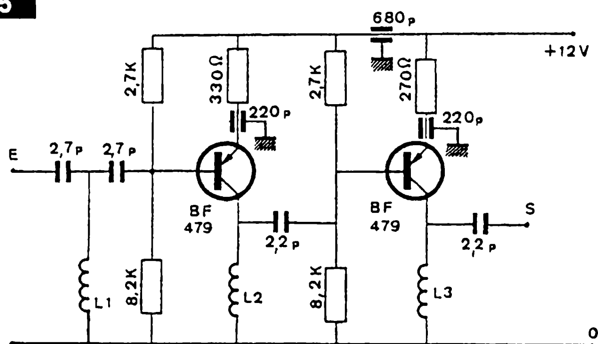
993



994 AMPLIFICATEURS D'ANTENNES

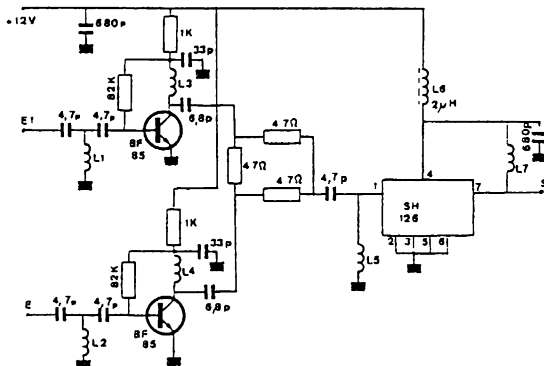


995



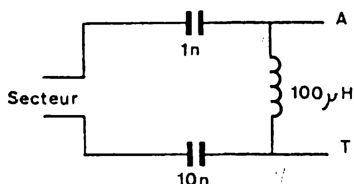
Cet amplificateur a un gain de 16 dB avec une impédance d'entrée et de sortie de 75 Ω. Les bobines d'arrêt sont constituées d'un fil de cuivre de 1 mm de diamètre à raison de 1,5 tour sur un rayon de 3 mm.

996



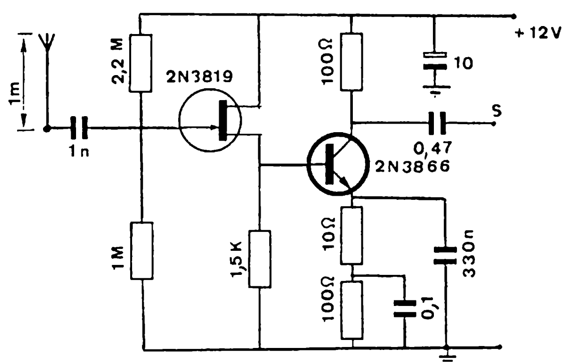
Cet amplificateur est un coupleur actif d'antennes. Son gain est de 23 dB. Les impédances d'entrée et de sortie sont de 75 Ω. Les caractéristiques des bobines sont les suivantes : $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L_5 =$ 1,5 tour de fil de cuivre de 1,5 mm de diamètre enroulé sur un mandrin de 3,5 mm de diamètre. L_7 = 5 tours sur 0,35 mm.

997 ANTENNE SECTEUR

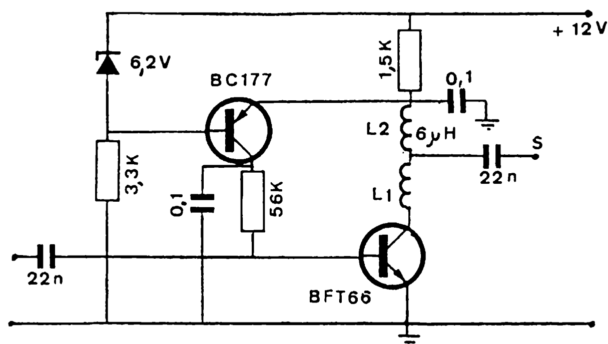


Ce montage peut être utilisé comme antenne et comme terre.
Les condensateurs seront isolés à 500 V. La bobine présentera une grande résistance en HF, mais court-circuitera les parasites.

998 ANTENNE ACTIVE

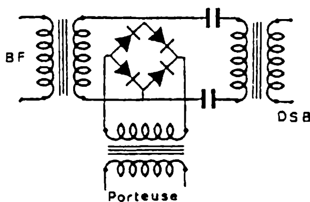


999 AMPLIFICATEUR D'ANTENNE ~~UHF~~ VHF

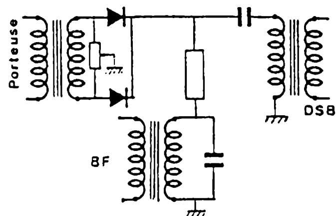


Le gain de cet amplificateur proposé par Siemens est de 22 dB. L_1 comportera 5 à 6 spires de fil émaillé ø 5 mm, L_{10} mm. L_2 est une self d'arrêt du type B78018 Siemens ou équivalent.
La gamme de fréquence de ce petit amplificateur est comprise entre 1 et 300 MHz.

1000-1001 MODULATEURS MF

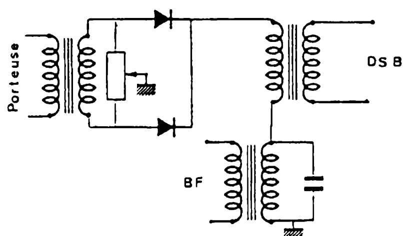


Modulateur en anneau



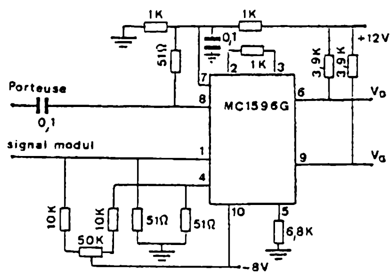
Modulateur shunt

1002

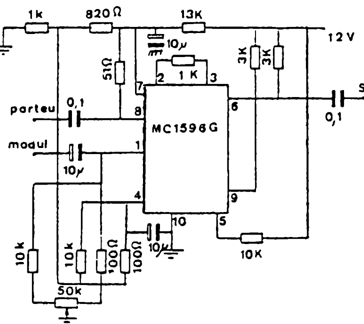


Modulateur série

1003-1004

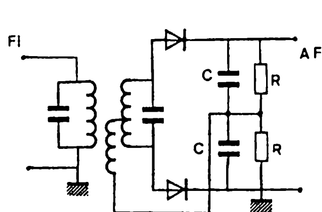


Modulateur intégré

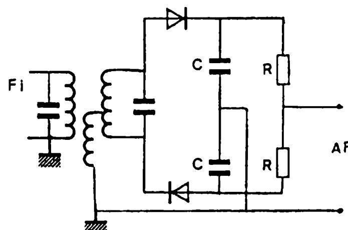


Modulateur équilibré

1005-1006 DÉMODULATEURS

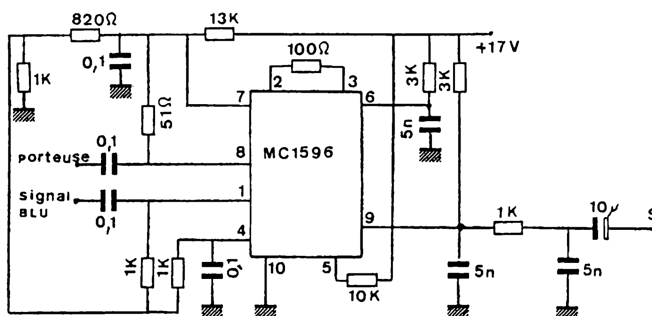


Discriminateur de Foster-Seeley



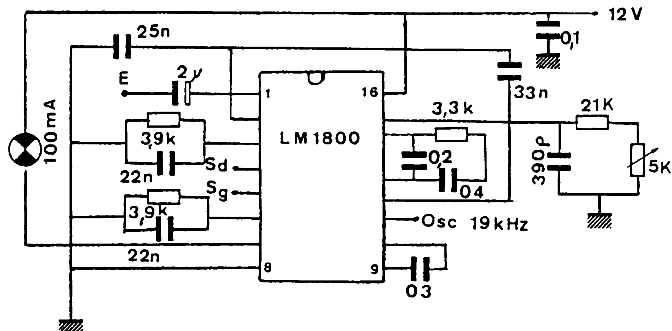
Discriminateur de Travis

1007

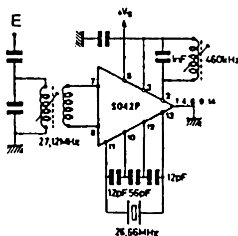


Détecteur BLU

1008



Démodulateur stéréo.
Le LM 1800 est un circuit intégré permettant la détection FM stéréophonique avec un indicateur d'émission FM stéréo ou mono. Le montage représenté ici est une application typique du circuit (National Semiconductor).



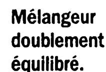
Ces montages peuvent être utilisés dans les récepteurs superhétérodynes, soit directement après l'antenne, soit après un étage HF intermédiaire, accordé ou non. Ils peuvent également servir à réaliser toutes sortes de convertisseurs permettant d'adapter, à un récepteur, une gamme de fréquence qu'il ne reçoit pas d'origine.

1011



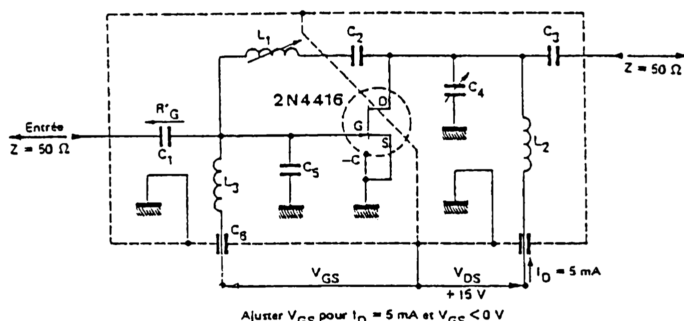
Mélangeur 100 MHz.
Caractéristiques des bobines :
L_1 5 spires de fil ø 1,2 mm sur mandrin
L = 16 mm
ø = 6 mm
L2 16 spires de fil ø 0,8 mm sur noyau tore H30 (cofelec)

1012



Mélangeur doublement équilibré.

1013 AMPLIFICATEURS HAUTE-FRÉQUENCE



Ajuster V_{GS} pour I_D = 5 mA et $V_{GS} < 0$ V

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_8	C_7	L_1	L_2	L_3
100 MHz	7 pF	1000 pF	3 pF	1-12 pF	1-12 pF	1,5 pF	1,5 pF	3 µH	0,25 µH	0,14 µH
400 MHz	1,8 pF	27 pF	1 pF	0,8-8 pF	0,8-8 pF	1 pF	1 pF	0,2 µH	0,03 µH	0,022 µH

Gain en puissance à 100 MHz

L_1 – 17 tours de fil cuivre émaillé ⌀ 32/100 de mm, bobiné sur un mandrin céramique de ⌀ 7 mm. Self réglable par noyau plongeur en fer aggloméré.

L_2 – 4 tours 1/2 de fil cuivre émaillé ⌀ 1 mm, 8 mm de longueur. Diamètre interne 9,5 mm (bobine en l'air)

L_3 – 3 tours 1/2 de fil cuivre émaillé ⌀ 1 mm, 6,3 mm de longueur. Diamètre interne 9,5 mm (bobine en l'air)

Gain en puissance à 400 MHz

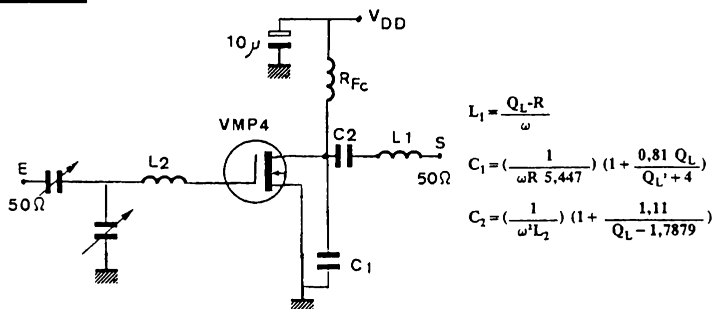
L_1 – 6 tours de fil cuivre émaillé ⌀ 50/100 de mm, bobiné sur un mandrin céramique de ⌀ 5,5 mm. Le réglage est fait par noyau plongeur en aluminium

L_2 – 1 tour de fil cuivre émaillé ⌀ 1,3 mm, 1 spire ayant ⌀ intérieur de 9,5 mm (bobine en l'air)

L_3 – 1/2 tour de fil cuivre émaillé ⌀ 1,3 mm, 1 spire ayant ⌀ intérieur de 6,3 mm (bobine en l'air)

Amplificateur haute fréquence à source commune. Le blindage est représenté par un pointillé; celui-ci doit passé entre les broches grille-drain pour diminuer les réactions parasites. L'emplacement exact de ce blindage, en relation avec les autres composants est tout à fait critique et on y arrive par tâtonnement.

1014



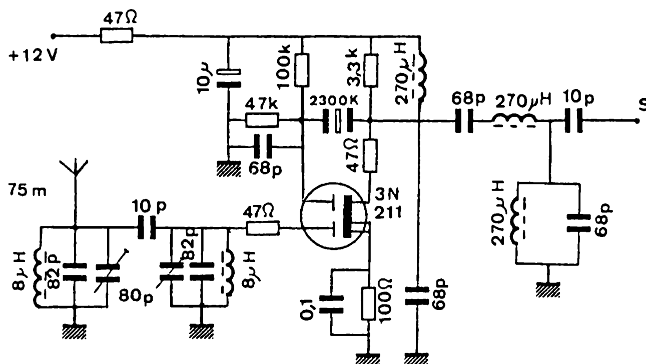
$$L_1 = \frac{Q_L \cdot R}{\omega}$$

$$C_1 = \left(\frac{1}{\omega R\ 5{,}447}\right)\left(1 + \frac{0{,}81\ Q_L}{Q_L{}^2 + 4}\right)$$

$$C_2 = \left(\frac{1}{\omega^2 L_2}\right)\left(1 + \frac{1{,}11}{Q_L - 1{,}7879}\right)$$

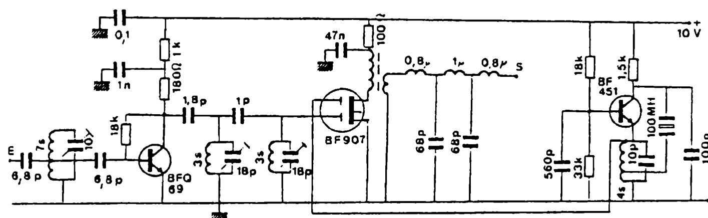
Amplificateur radio-fréquence classe E. Le V.MOS utilisé dans ce montage permet un rendement de 90 % à 70 MHz. La puissance de sortie du montage est de 5 W.

1015 CONVERTISSEURS HF



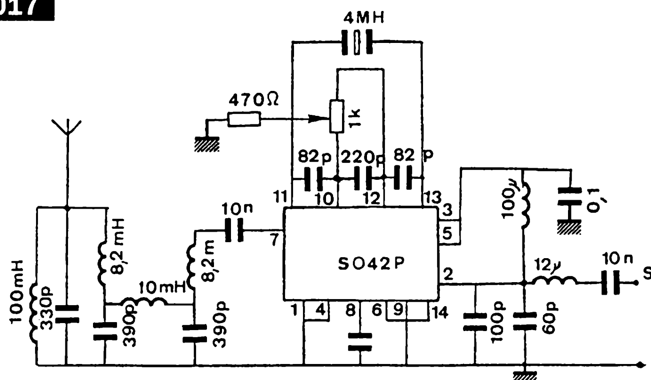
Convertisseur ondes courtes.

1016



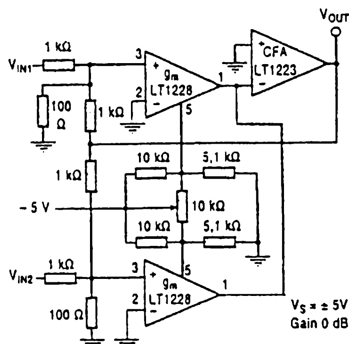
Convertisseur pour bande VHF.

1017



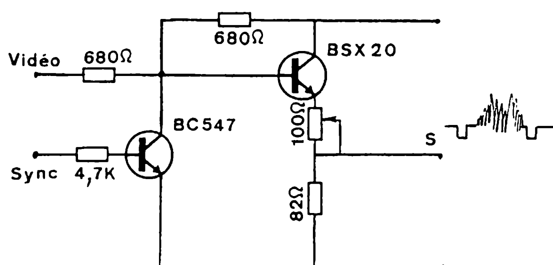
Convertisseur VLF *(very low fréquency)*.

1018 MELANGEUR VIDEO



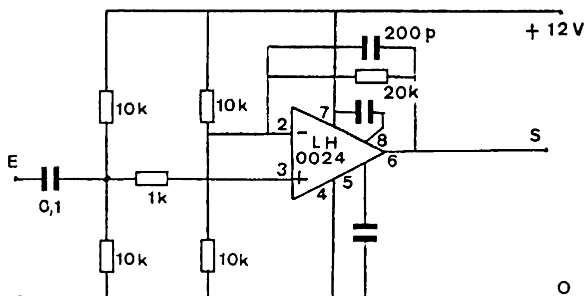
Les deux amplificateurs à gain réglables sont disposés dans la boucle de contre réaction du troisième, le LT223.

1019 MELANGEUR DE SIGNAUX VIDEO



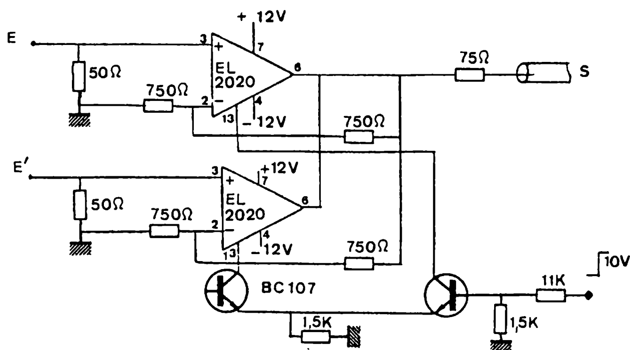
Ce circuit permet de combiner avec le signal vidéo, les signaux de synchronisation.
Il peut être utilisé comme interface entre un ordinateur et un écran de visualisation.

1020 AMPLIFICATION VIDEO



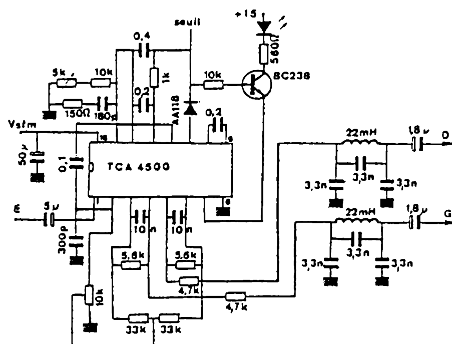
Pour ce montage, on utilise un amplificateur LH0024 (NS) qui a la particularité d'être très rapide avec une bande passante de 15 MHz.
Pour ce circuit, nous avons un gain en tension de 5.

1021 COMMUTATEUR VIDEO

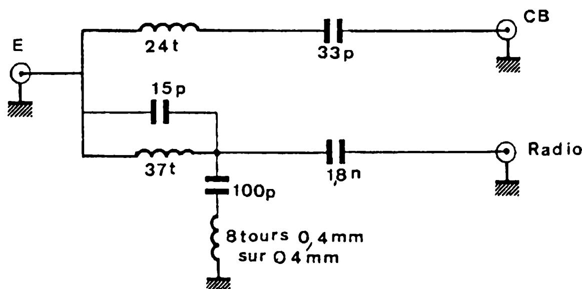


Le circuit EL2020 d'Elantec permet de réaliser un commutateur pour deux canaux vidéo avec entrées à 50 Ω et sortie 75 Ω.

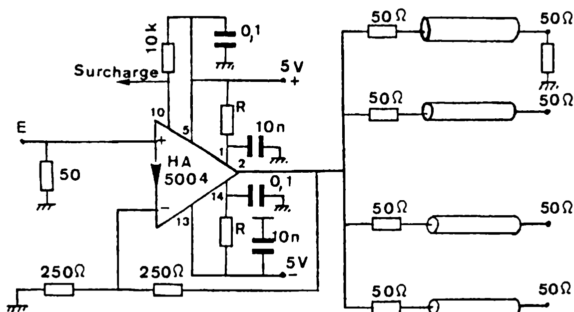
1022 DETECTEUR VIDÉO



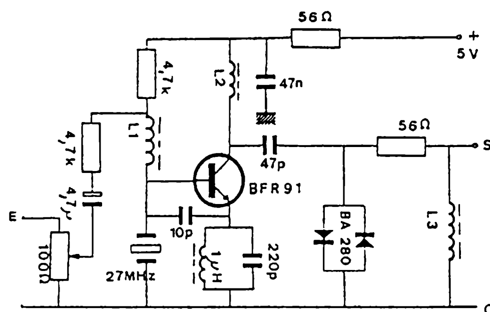
1023 AIGUILLEUR DE FRÉQUENCE CB/HF



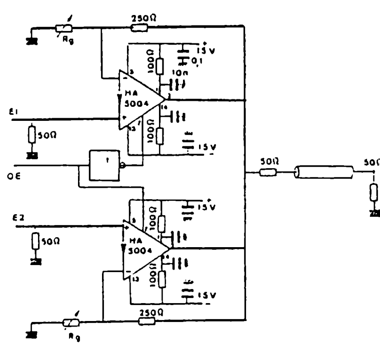
1024 RÉPARTITEUR VIDÉO



1025 AMPLIFICATEUR MULTIPLEXEUR VIDÉO

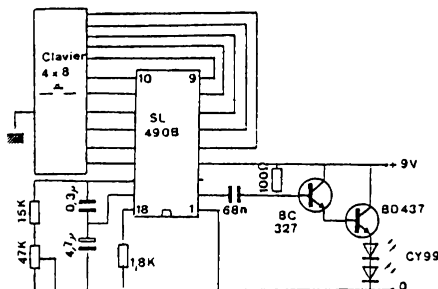


1026 MODULATEUR VIDÉO



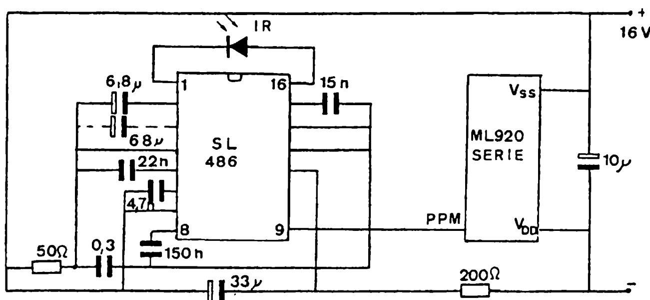
Ce montage peut être utilisé pour créer une image sur un récepteur TV n'ayant pas d'entrée vidéo directe. L'entrée du signal se fera par l'antenne.
$L_1 = L_2$ = 3 spires 1/2 de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section sur perle de ferrite de 3,5 x 3,5.
L_3 = 1 spire de 8 mm de diamètre en fil de cuivre de 1 mm de section.

1027 ÉMETTEUR POUR TÉLÉCOMMANDE IR



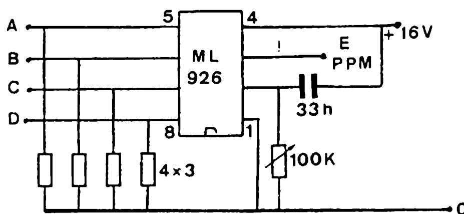
Le codage de l'émission s'effectue par un signal cyclique modulé en longueur d'impulsion (PPM). La position d'impulsion d'une touche dans la matrice est détectée et convertie en un train de six fines impulsions égales séparées par des intervalles variables qui déterminent un mot de 5 bits de type EDCBA.

1028 RÉCEPTEUR DE TÉLÉCOMMANDE IR



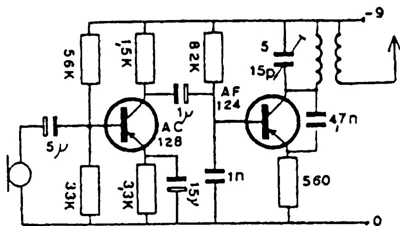
Le SL 486 est un préamplificateur à grand gain utilisé dans les systèmes de transmission à infrarouge. Le circuit dispose d'une sortie directe et d'une sortie d'impulsions élargies. Le dispositif de CAG compense les variations de niveau à l'entrée et préserve au signal de sortie une amplitude constante.

1029 DÉCODEUR DE TÉLÉCOMMANDE IR



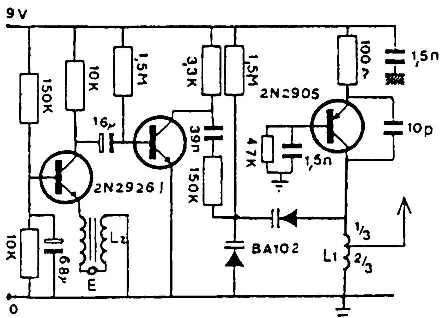
Les LM 926 et 927 sont prévus pour décoder les données PPM transmises par le SL 490. Le ML 926 interprète les 16 premiers codes alors que le ML 927 décode les 16 suivants. L'oscillateur peut être ajusté entre 15 Hz et 150 Hz.

1030 MICRO ÉMETTEURS H.F.



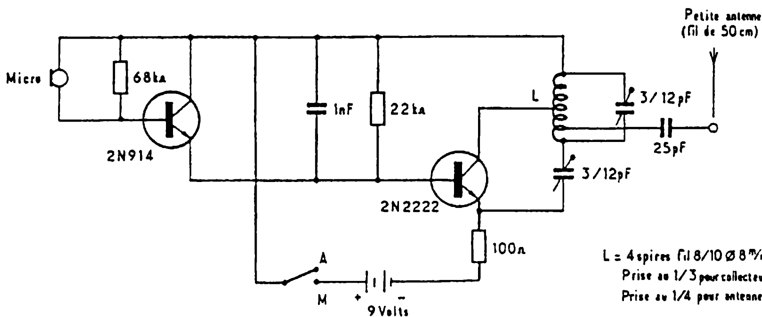
Ce montage utilise un micro piézo-électrique et fonctionne dans la gamme FM de 87 à 108 MHz. La bobine sera constituée de deux fois 5 spires de fil de 6/10 sur un support de 6 mm de diamètre.

1031



Dans ce montage, la modulation s'effectue par deux diodes varicaps BA 102. Il utilise un micro dynamique d'impédance courante (500 W). La self de choc L_2 sera réalisée par 2x2 spires de fil de câblage isolé sur une perle de ferrite et L_1 par 3 spires. Pour ce montage, la portée, qui sera fonction de la sensibilité du récepteur, est de l'ordre de 50 m.

1032





LES ALARMES EN BREF

La détection ou le comptage d'objets en mouvement, le contrôle de niveau dans un réservoir ou un silo, ou encore la surveillance d'une flamme ou contre un cambriolage sont autant d'exemples qui nécessitent chacun en général un montage électronique approprié et spécialisé pour donner satisfaction. Suivant l'application souhaitée, différents principes sont utilisés, tels que l'optoélectronique, les champs magnétiques, le rayonnement thermique, ou les champs électriques.



Principe d'une alarme

Systèmes de détection

a) Interrupteurs :
La plupart des systèmes de détection contiennent des circuits électriques assez simples à interrupteur (ou contact *Reed* : interrupteur magnétique à lame souple). On y trouve une source de courant, qui peut être elle-même de sécurité, des fils et câbles conducteurs, des contacts électromécaniques et une (ou des) alarme(s). L'alimentation électrique provient soit du secteur (réseau de distribution d'électricité parvenant à votre domicile ou entreprise), soit d'une source autonome de courant continu telle qu'une batterie d'accumulateurs ou un groupe électrogène, ou mieux, des deux, pour pallier le risque d'une éventuelle panne de secteur.

b) Ondes radio :
Les systèmes à interrupteurs câblés sont souvent difficiles à installer. Les systèmes radio ne présentent pas cette difficulté et sont donc beaucoup plus faciles à installer et à changer : la transmission se fait par ondes radioélectriques et non par fils comme les systèmes câblés. Lors de la pose des contacts, on raccorde un petit émetteur (à peu près de la taille d'un paquet de cigarettes) à chacun d'entre eux ; lorsque le contact est activé, l'émetteur fonctionne comme ceux qui actionnent l'ouverture automatique de portes de garages. Il génère un signal radioélectrique transmis à un récepteur qui, à son tour, déclenche l'alarme ; le matériel doit être homologué par l'administration des Postes et Télécommunications ; le signal émis se situe dans la gamme des 70 MHz.

c) Capteurs sonores :
L'intrusion dans un local provoque un bruit qui peut être capté par un microphone. Le signal émis est amplifié, puis transmis par câble vers un haut-parleur d'écoute ou une alarme.

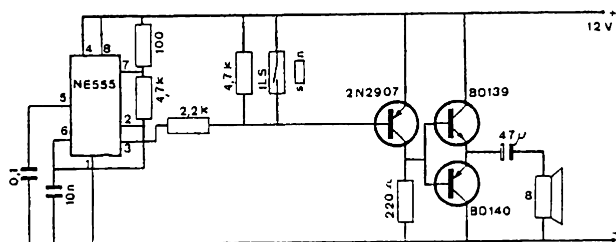
d) Détecteur photo-électrique :
Pour les détecteurs photoélectriques on utilise généralement des capteurs infrarouges. Pour créer un faisceau de rayons infrarouges, on place un filtre devant une lampe à incandescence ordinaire afin de bloquer la portion visible du spectre optique pour ne laisser passer que les infrarouges ou, on utilise une diode constituée d'arséniure de gallium.

e) Protection volumétrique :
Les systèmes volumétriques détectent une intrusion dans un volume situé dans leur champ de vision ; hors de ce champ, les systèmes sont aveugles.

f) Détecteurs ultrasons :
Les ondes acoustiques se réfléchissent sur tous les objets environnants et seuls quelques matériaux isolant sont susceptible de les absorber sans causer de réflexion. Ces ondes réfléchies sont captées afin d'actionner une alarme.

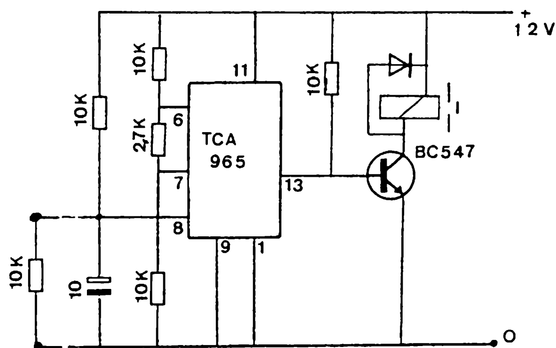
g) Pour la détection de fumées, feux, liquide, etc., on utilise des capteurs adaptés aux types de risque à surveiller.

La fonction transmission est généralement effectuée par câble ou ondes électromagnétiques. Le signal reçu est amplifié afin d'actionner une sirène.



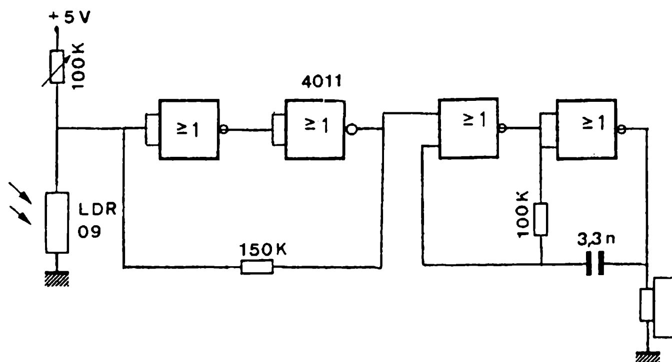
Alarme à ILS

1034

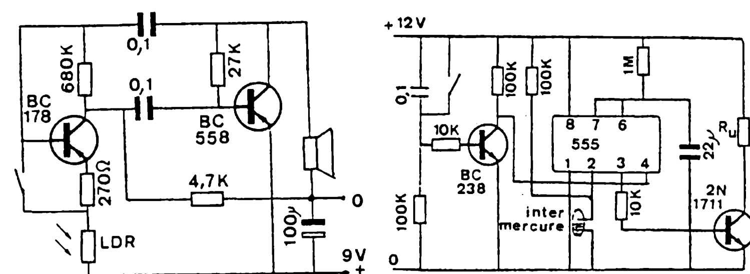


Alarme à coupure de circuit

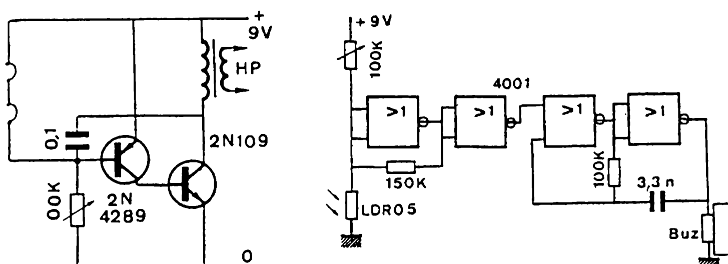
1035



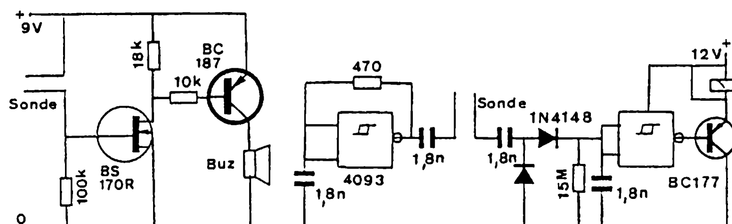
Alarme à détection lumineuse



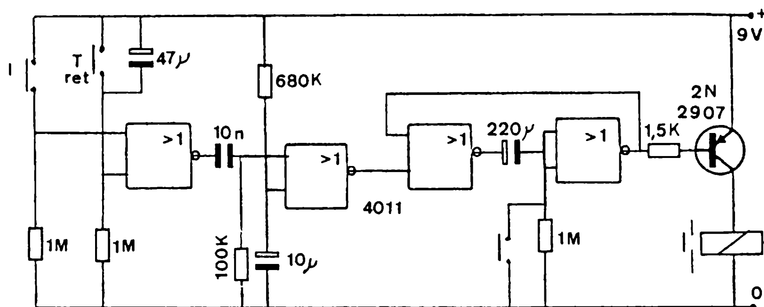
1038-1039



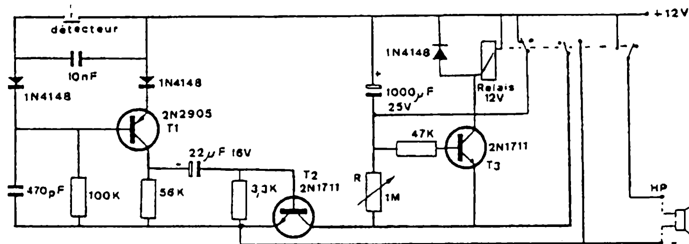
1040-1041



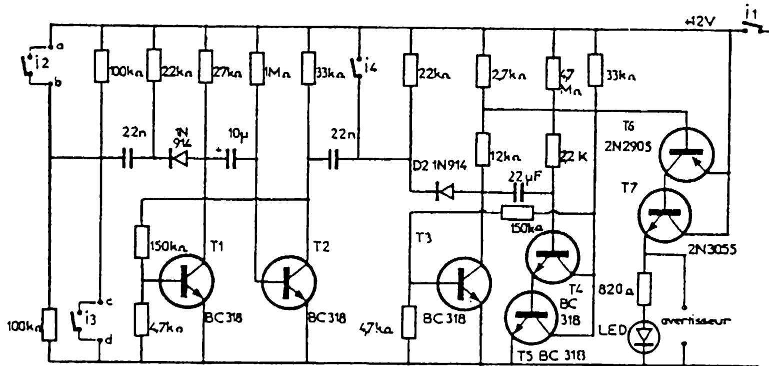
Détecteurs d'humidité (Baby alarme)



1043

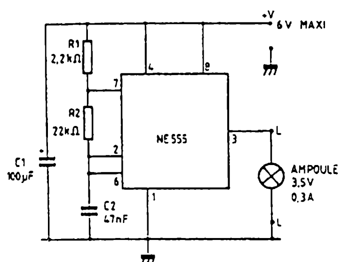


1044



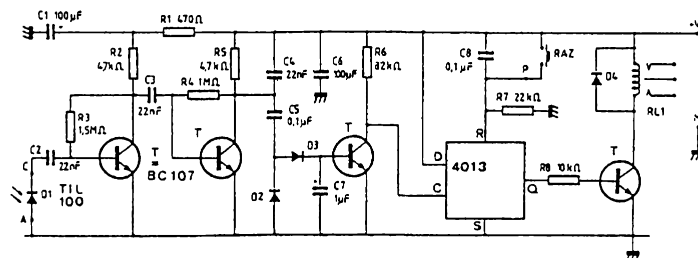
La durée de l'alarme est temporisée (3 min) et le relais de sortie doit actionner une sirène.

1045 ALARMES À INFRAROUGE



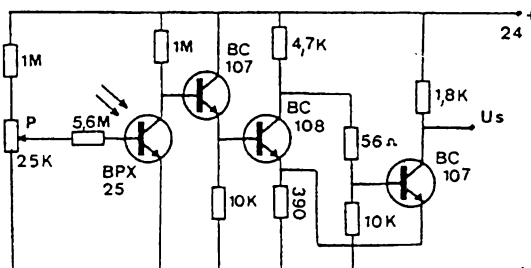
Émetteur

1046



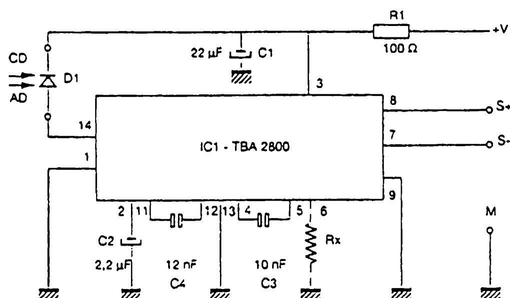
Récepteur

1047 DÉTECTEUR DE TRÈS FAIBLES NIVEAUX LUMINEUX

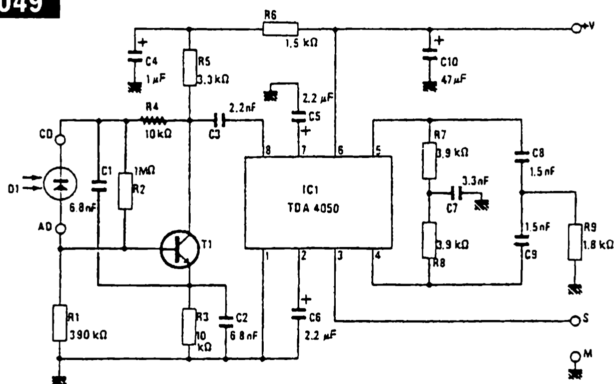


On réglera *P* afin de placer le phototransistor juste au seuil de la conduction. La tension U_s égale à 24 V dans l'obscurité, tombe à 4 V environ pour un éclairement de 10 lux.

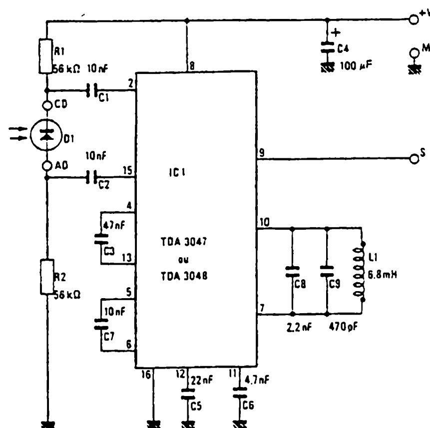
1048 RÉCEPTEURS INFRAROUGES



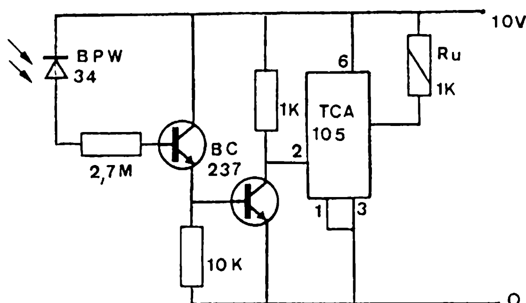
1049



1050

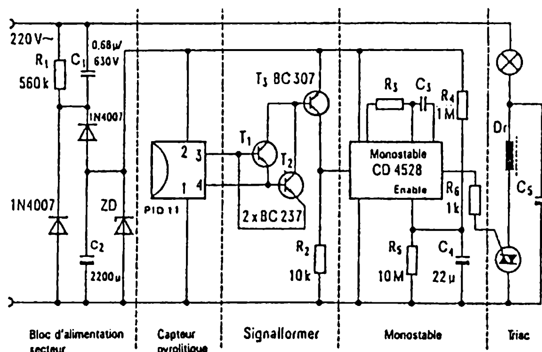


1051 DÉCTECTEURS DE RAYONS INFRAROUGES



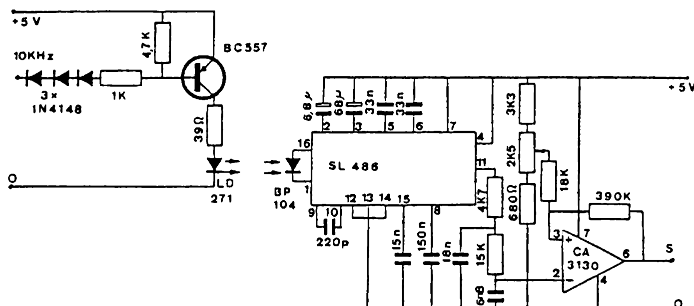
Si aucun filtre n'est utilisé devant la cellule BPW 34 (Siemens) le système fonctionne en lumière atténuée ou dans l'obscurité.
Le TCA 105 est un trigger de Schmitt classique.

1052



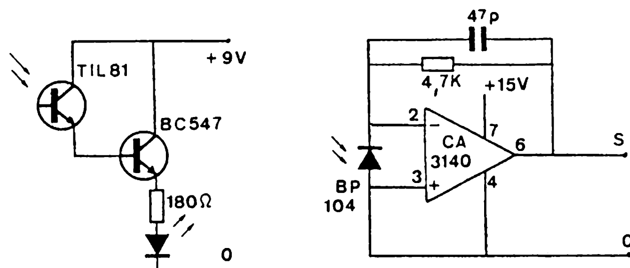
Cette détection du rayonnement infrarouge dégagé par une personne peut être utilisée comme alarme ou pour l'éclairage automatique d'un escalier.

1053-1054

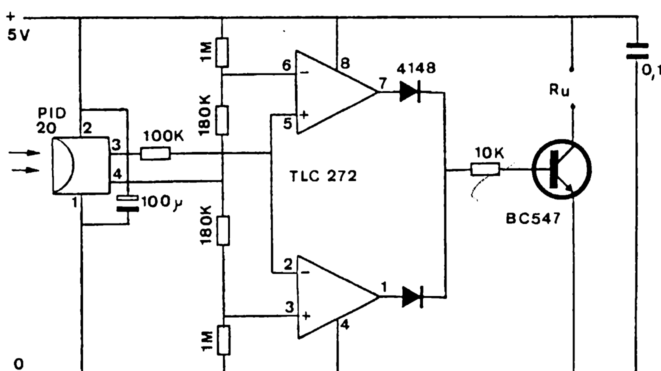


Émetteur-récepteur à infrarouge.
Le récepteur utilise un préamplificateur SL 486 (Plessey) spécialement conçu pour les applications IR (infrarouge).Ce montage peut être utilisé pour une télécommande ou comme interface d'ordinateur.

1055 DÉTECTEURS DE RAYONS INFRAROUGES

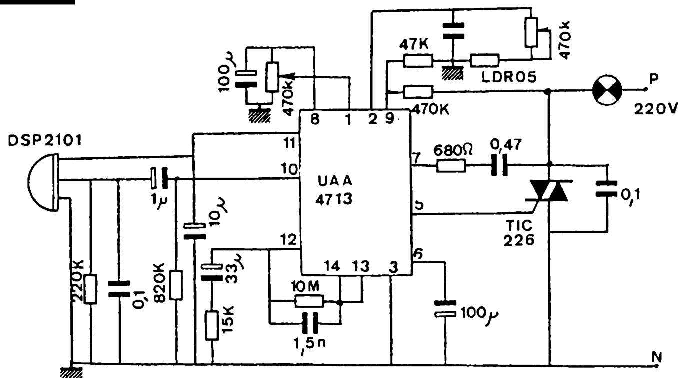


1056



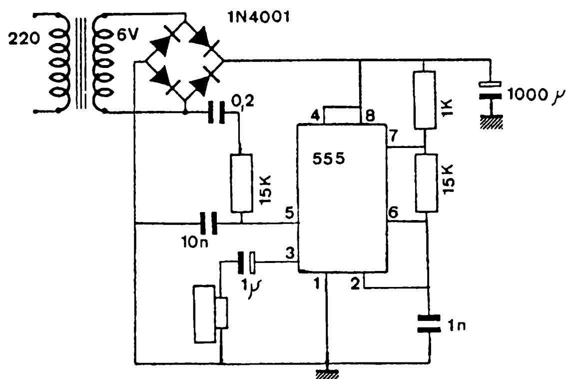
Le module PID 20 de Siemens est un détecteur passif de rayonnement IR. Ce dispositif permet de détecter le passage d'un objet chaud.

1057



Ce montage utilise un circuit UAA 4713 qui permet de commander un triac. Le capteur peut être de la série IRA K 001 SV de Murata ou le LHI 914 de Heiman.

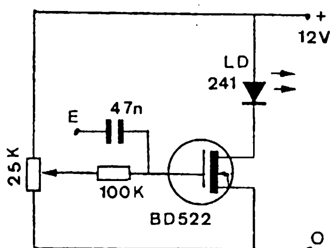
1058 GÉNÉRATEUR ULTRA-SON WOBULE

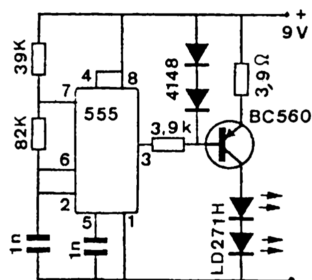


Ce montage permet d'éloigner les rongeurs et autres petits animaux nuisibles en émettant un signal compris entre 20 et 40 kHz wobulé à la fréquence de 50 Hz.

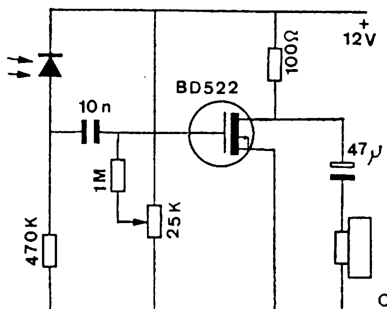
1059-1060 ÉMETTEURS-RÉCEPTEURS BF PAR INFRAROUGE

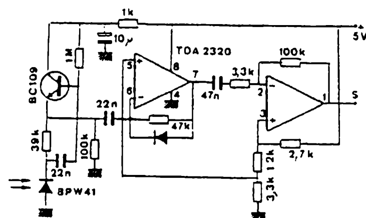
Émetteurs





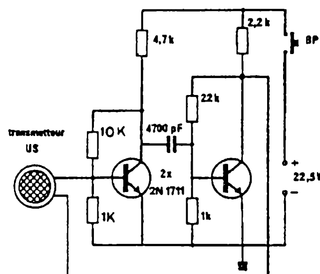
1061-1062





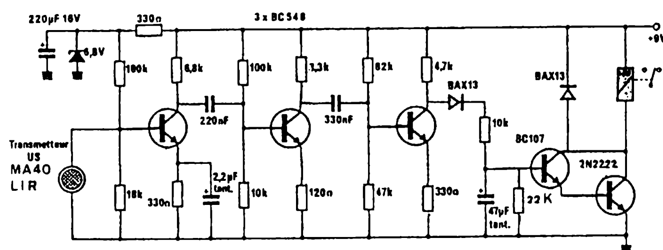
Récepteurs

1063 ÉMETTEURS RÉCEPTEURS ULTRASONS

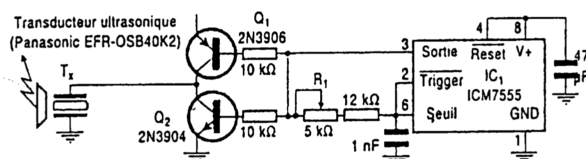


Les transducteurs ultrasoniques sont réversibles et peuvent de ce fait, être utilisés en émission ou en réception.
Le multivibrateur (40 kHz) de l'émetteur est commandé en tout ou rien par le bouton poussoir Bp. Le récepteur est un amplificateur 40 kHz à très faible bande passante (1 kHz).

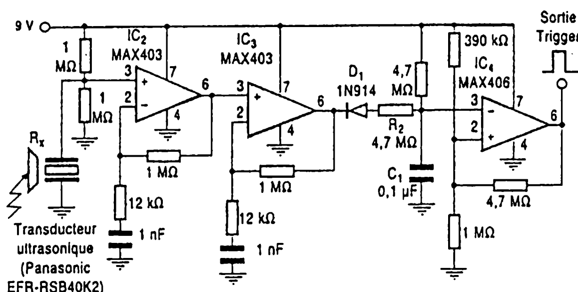
1064



1065

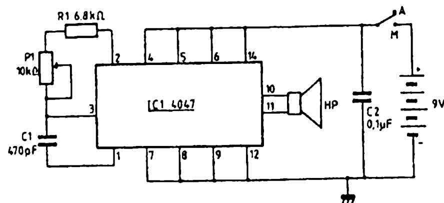


1066

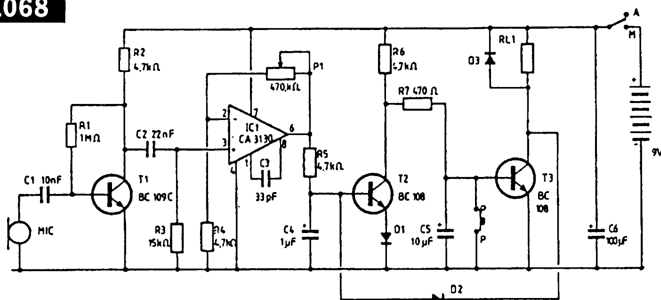


Dans ce montage le 555 produit un signal ultrasonique de 40 kHz.
Le signal capté par le transducteur piézo-électrique est amplifié par deux amplificateurs maximum 403 (maxi).

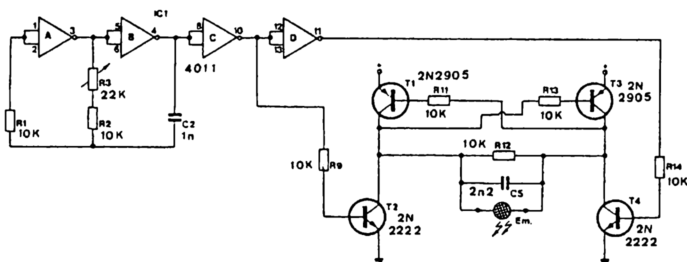
1067 ÉMETTEURS RÉCEPTEURS ULTRASONS



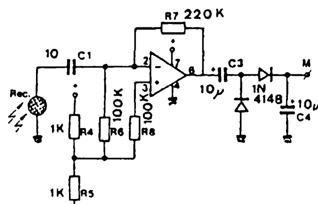
1068



1069



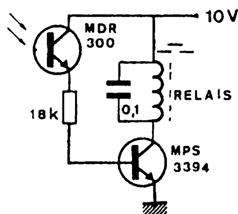
1070



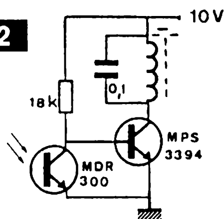
Dans ce montage on utilise un circuit logique astable 4047 couplé à un haut parleur. Le récepteur est équipé d'un micro et d'un ampli permettant d'actionner un relais.

L'émetteur est ici constitué d'un oscillateur à circuit logique 4011 et d'un étage de puissance à transistors (T_1 à T_4).
Le récepteur ne comporte qu'un étage amplificateur.
Les transducteurs sont du type piézo-électrique classique.

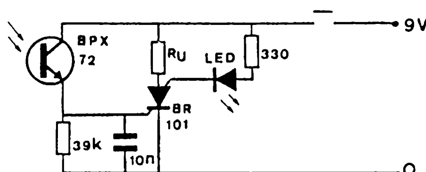
1071 ALARMES OPTIQUES



1072

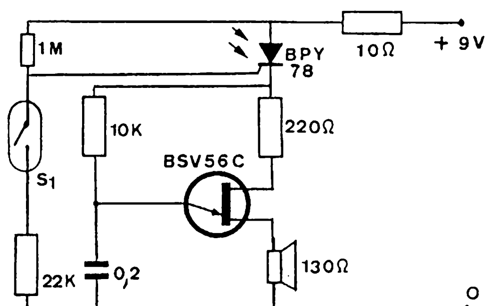


1073



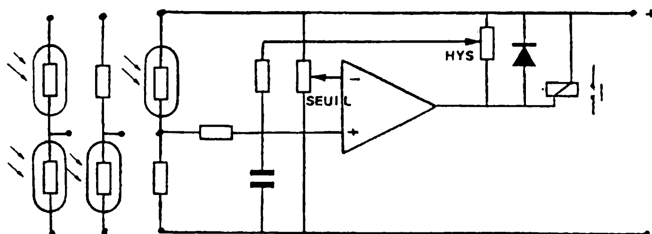
Ces montages proposés par Motorola, permettent d'actionner un relais sous l'action de la lumière.

1074



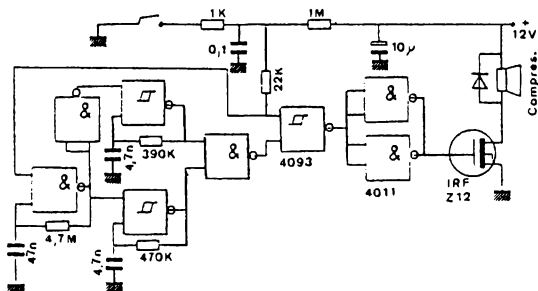
Ce montage proposé par Téléfunken, émet un puissant sifflement lorsque le BPY 78 est illuminé ou lorsque S_1 est soumis à des vibrations. La consommation à l'état de veille est de 10 µA.

1075

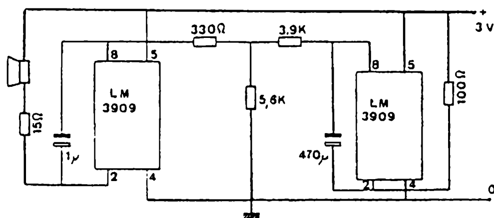


Commande photo-électrique d'un relais par amplificateur opérationnel.

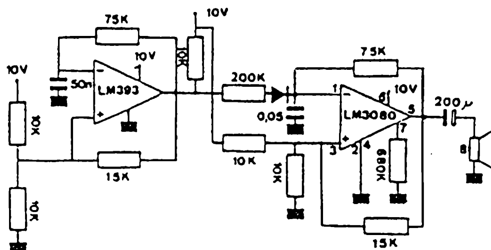
1076 SIRÈNES POUR ALARMES



1077

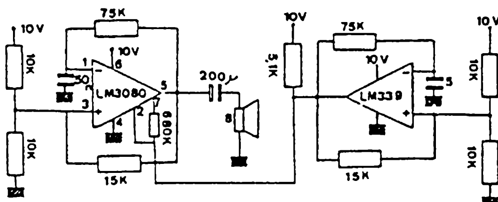


1078



Ce montage produit un signal audio composé de deux fréquences, 190 et 260 Hz.
Le LM 3080 est monté en oscillateur dont la charge est modulée par le deuxième oscillateur qui est constitué par le LM 393.

1079



Le même principe est appliqué dans ce montage, mais cette fois, la sirène au lieu d'être modulé, est bloquée. On obtient ainsi un son interrompu toutes les deux secondes environ.



DÉTECTION

La fonction détection est utilisée dans les circuits d'alarmes, de mesures ou encore dans la télécommande.

Principaux détecteurs

Détectecteur de crête. Le principe d'un détecteur de crête est basé sur la charge d'un condensateur. On utilise ces circuits pour la mesure au voltmètre, d'une valeur maximale de tension ou pour la surveillance d'un réseau électrique (dijoncteur).

Détecteur magnétique. Les capteurs magnétiques sont généralement constitués d'une bobine qui crée une tension au passage d'un champ magnétique (ou qui change de valeur), ce qui modifie la fréquence de l'oscillateur dans lequel cette bobine a été placée.
Les capteurs à effet Hall délivre une tension proportionnelle au champ magnétique dans lequel ils sont placés. On utilise ces capteurs pour la détection des métaux, la mesure ou l'incrémentation d'un compteur (circuits logiques).

Comparateur. Ce sont des montages qui permettent de comparer une tension à une autre tension pour déterminer laquelle est la plus grande. Le niveau de sortie est bas ou haut ce qui représente une réponse «oui» ou «non» suivant le montage utilisé.
Un comparateur est généralement réalisé à l'aide de circuits intégrés linéaire ALI, LM 311, LM 399 par exemple. Ces montages sont utilisés pour les systèmes de détection (alarmes) ou pour la commande de circuits logiques.

Détecteur de phase. Un détecteur de phase délivre un signal continu ou des impulsions proportionnelles au déphasage de deux signaux d'entrée. Ils sont utilisés dans les systèmes de mesure (surveillance du déphasage de signaux alternatifs) ou dans les oscillateurs (boucle à verrouillage de phase).

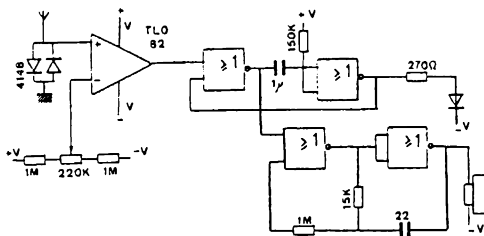
Détecteur de passage par zéro. Ces montages délivrent une impulsion lorsque le signal d'entrée passe par le niveau 0 V. Ils sont utilisés pour les commandes de puissance, circuit logique, surveillance (alarmes).

Détecteur de fumée (gaz). Selon les modèles, les capteurs de gaz réagissent aux gaz toxique tel que le monoxyde de carbone, le méthane, le propane.
Le capteur du type 812 de Figaro, est composé d'un semi-conducteur et d'oxyde de métal aggloméré (bioxyde d'étain). Lorsqu'il y a détection de gaz à la surface du capteur, sa résistance décroît.

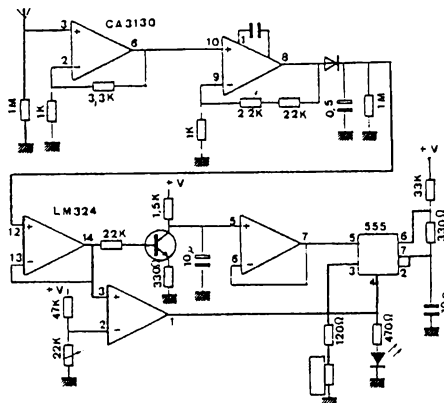
Détecteur d'humidité. Le capteur Valvo type 2322 69190001 est constitué d'un petit condensateur composé d'un film isolant (le diélectrique) sur lequel on a vaporisé une fine couche d'or (les plaques du condensateur). En raison de l'extrême finesse de cette couche d'or, les molécules d'eau peuvent la traverser et modifier de ce fait les caractéristiques du diélectrique. Dans ces conditions, une augmentation de l'humidité se traduit par une augmentation de la capacité.

Capteur de température. Les capteurs de température sont des thermocouples ou plus généralement des dispositifs à semi-conducteur. Pour ces derniers, une variation de température se traduit par une variation de leur résistance (CTN ou CTP, capteur KTY10).
Ces capteurs sont utilisés pour la mesure ou la régulation de température.

1080 DÉTECTEURS DE CABLES SOUS TENSION

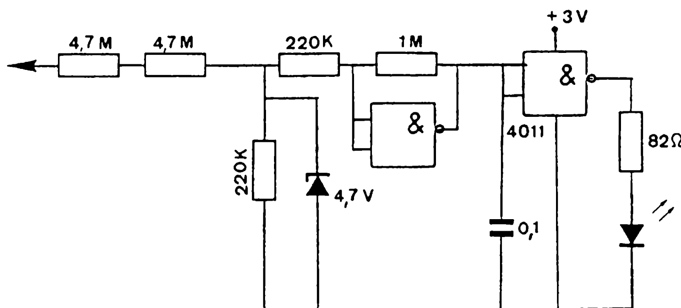


1081



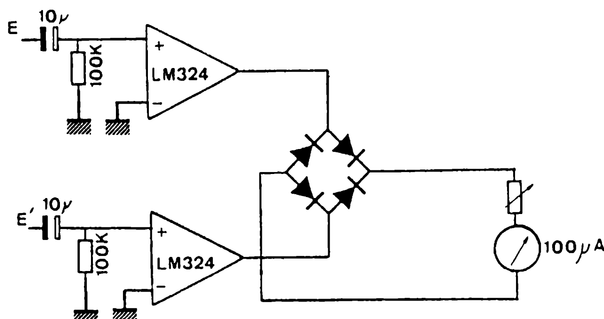
Si on approche l'antenne de ce montage des fils secteur parcourus par un courant, le buzzer se met à fonctionner.

1082 DÉTECTEUR DE PHASE



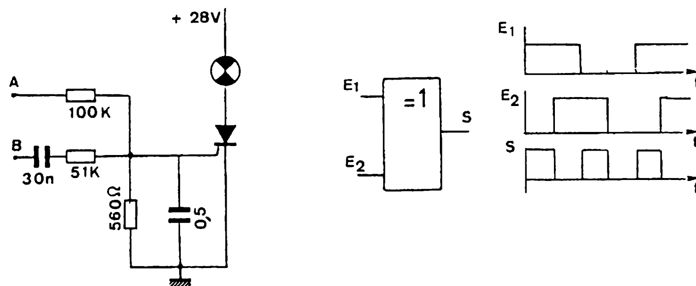
Lorsque la pointe de touche est reliée à un fils de phase, la LED s'illumine.

1083 DÉTECTEUR DE PHASES



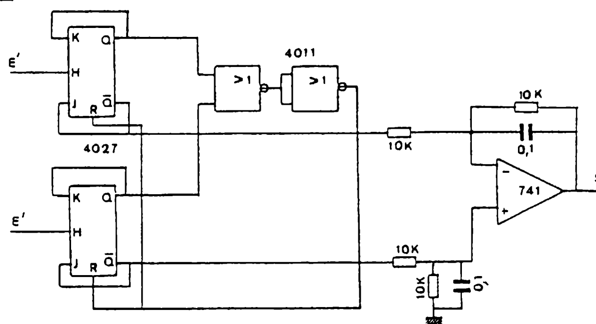
Dans ce montage, les signaux d'entrées sont transformés en signaux rectangulaires, ils se retrouvent en opposition de phase en sortie, ce qui permet d'obtenir un signal haut ou bas après le pont de diodes.

1084-1085



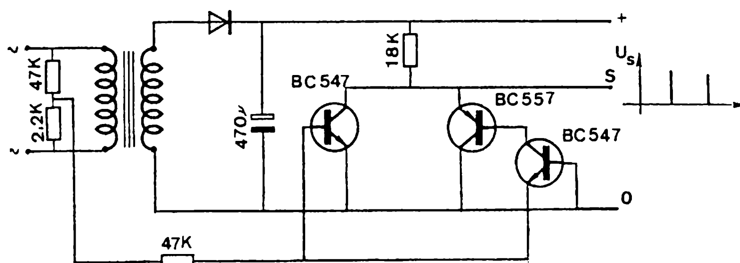
Dans le montage à thyristor, un ordre incorrect de succession des phases A et B provoque le déclenchement du thyristor. La valeur des éléments est déterminée pour une fréquence de 50 Hz. Le plus simple des comparateurs de phase est une porte OU EXCLUSIF.

1086

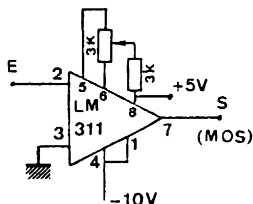


Pour obtenir une tension continue proportionnelle à l'écart de phase entre les signaux d'entrées, on peut utiliser un intégrateur. Après intégration et filtrage, on obtient une tension de sortie positive ou négative selon le déphasage des signaux d'entrées.

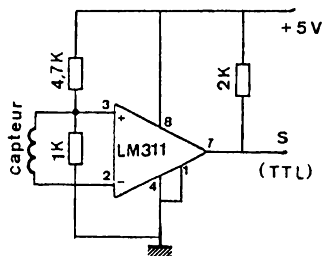
1087 DÉTECTEUR DE PASSAGE PAR ZÉRO



1088-1089 DÉTECTEUR POUR CIRCUITS LOGIQUES

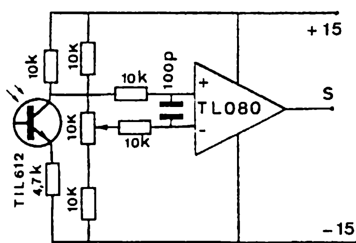


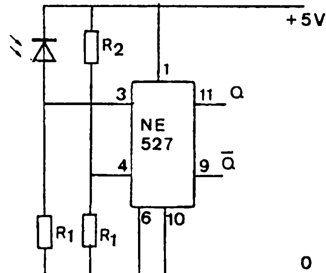
Détecteur de 0



Détecteur magnétique

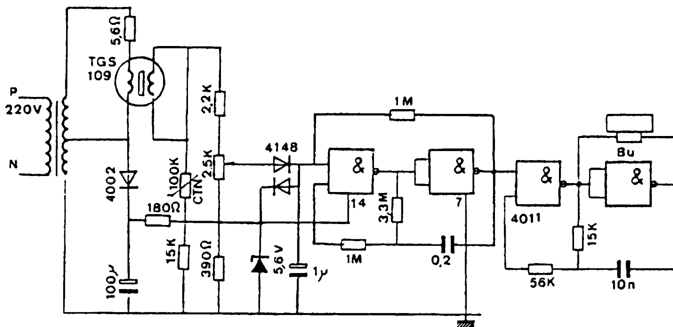
1090-1091





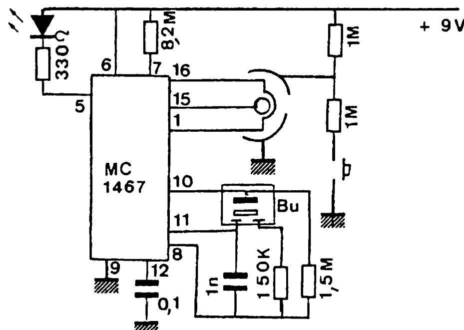
Détecteurs de lumière

1092 DÉTECTEURS DE FUMÉE



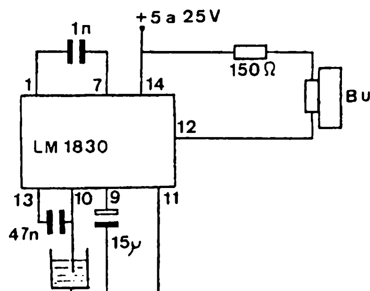
Ce montage utilise le détecteur de gaz TGS de Figaro pour déclencher un astable à portes NAND.

1093



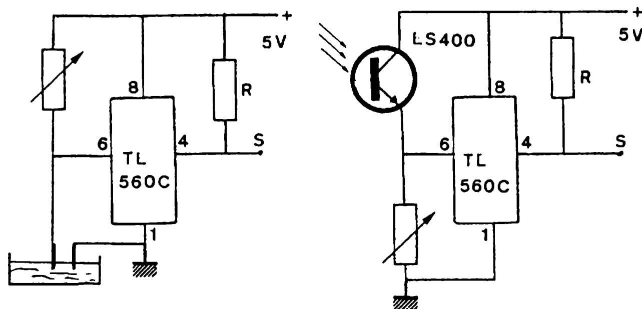
Le détecteur de fumée est ici une chambre d'ionisation qui ne doit pas être ouverte ou démontée (elle comprend un matériau radioactif). La présence d'une fumée près du détecteur, réduit sa résistance et déclenche l'oscillateur formé avec le MC 14467 (Application Motorola).

1094 DÉTECTEUR DE LIQUIDE CONDUCTEUR



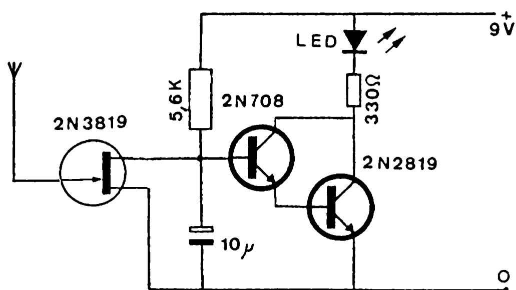
Le LM 1830 (N.S) contient un oscillateur. Si la sonde n'est pas plongée dans un liquide, le détecteur fonctionne et le buzzer sonne.

1095-1096 DÉTECTEUR DE NIVEAU ET DE LUMIÈRE



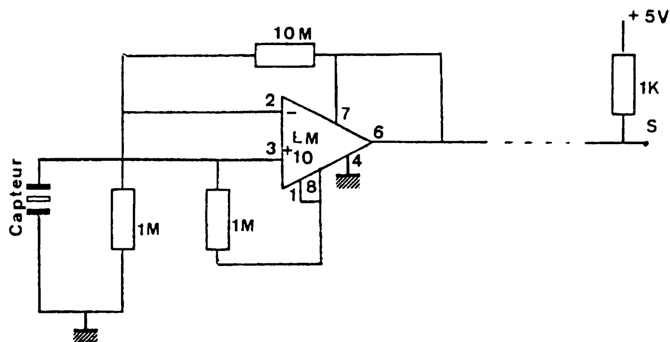
Ces montages utilisent un TL 560 C (Texas) qui est un trigger de schmitt de précision. Celui-ci change d'état si la tension de référence (borne 6) vient à changer.

1097 DÉTECTEUR DE CHARGES



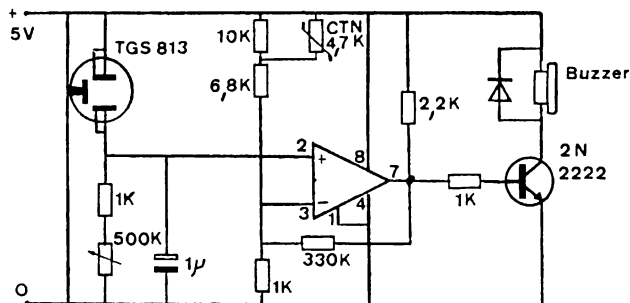
Ce montage permet de déterminer la charge de différents objets frottés (PVC, verre, etc.).

1098 CAPTEUR DE VIBRATIONS



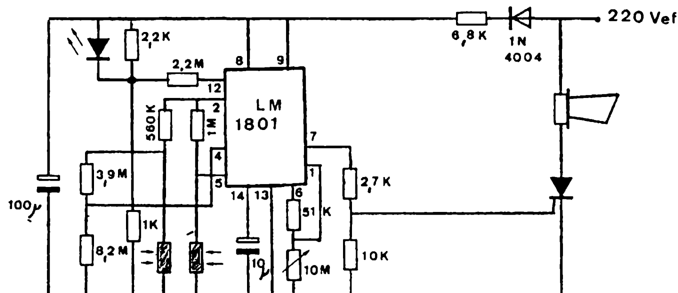
Le signal provenant du capteur (transducteur cristal haute impédance) est amplifié par le LM 10. Le signal obtenu sous basse impédance peut être véhiculé avec la ligne d'alimentation.

1099 DÉTECTEUR DE GAZ



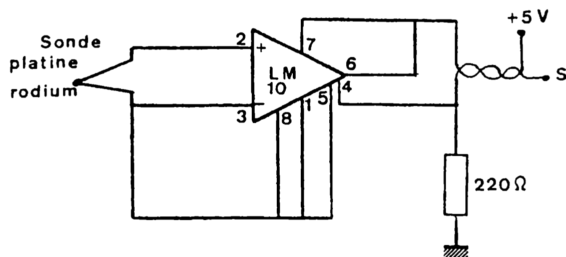
On utilise dans ce montage un détecteur TGS 813 de Figaro, qui permet de détecter un gaz quelconque (naturel, butane, propane, fumée, etc.).

1100 INDICATEUR DE FUMÉE



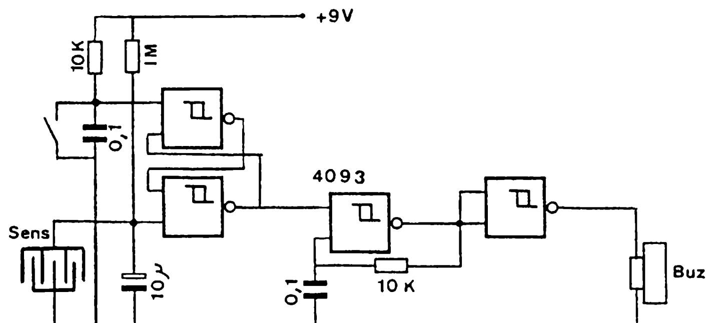
Le montage proposé par N.S. est directement relié au secteur. Le détecteur est composé de deux LDR, éclairé par une LED.

1101 DÉTECTEUR DE FLAMME



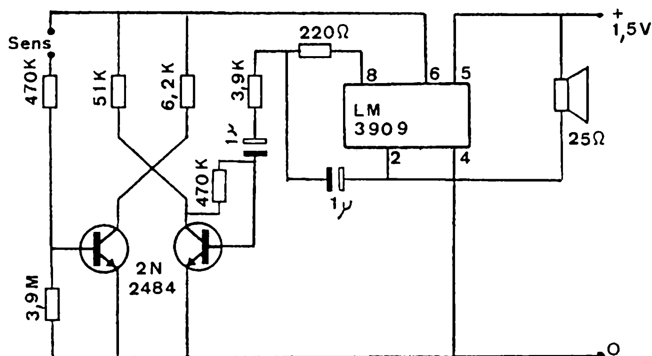
Cet amplificateur permet de commander, à partir de la faible tension délivrée par le thermocouple, un circuit logique de technologie TTL.

1102 DÉTECTEURS D'HUMIDITÉ



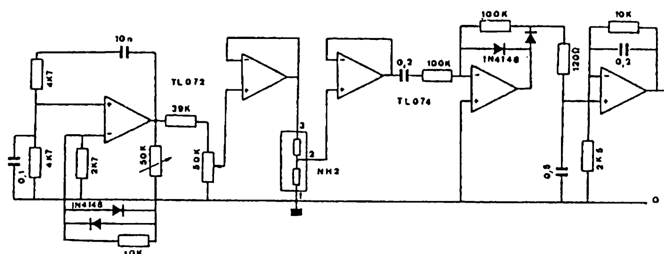
Dans ce montage, le buzzer piézo se met à fonctionner si la touche contrôle Tc est humide.

1103



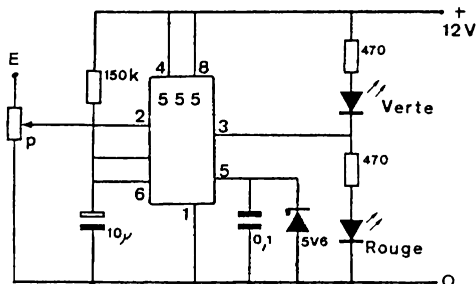
Sans humidité sur le capteur, le multivibrateur ne peut fonctionner. Pour un courant de 25 µA dû à l'humidité sur les électrodes du capteur, l'oscillateur fonctionne et le LM3909 amplifie le signal ainsi produit.

1104



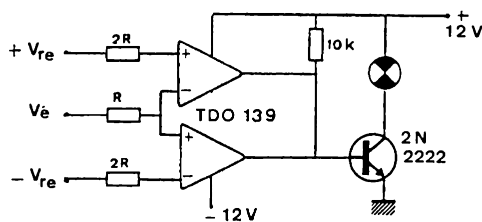
Le capteur d'humidité NH 02 (Figaro) a une impédance qui change de valeur en fonction de l'humidité.

1105 DÉTECTEUR DE SEUIL DE TENSION



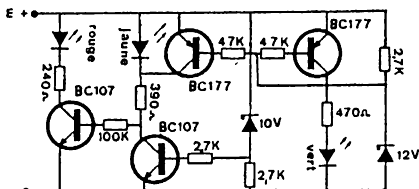
Si la tension à l'entrée de P chute, le circuit va basculer et la LED rouge s'allumer. Ce circuit sera utilisé pour surveiller des tensions ou comme disjoncteur.

1106 COMPARATEURS À FENÊTRE



Ce montage permet de comparer le signal d'entrée par rapport aux tensions de références prédéterminées.

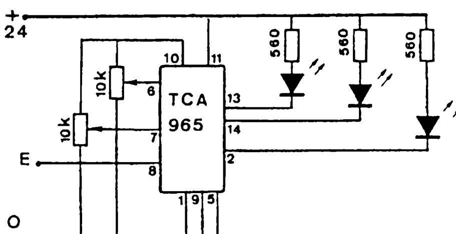
1107



U	LED illuminé
10 V	rouge
11 V	rouge et jaune
12 V	jaune
13 V	jaune et vert
14 V	vert

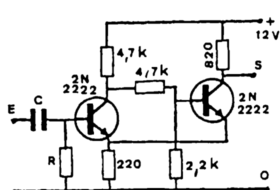
Ce montage couvre une plage de 10 à 14 V ce qui permet de surveiller la tension d'une batterie.

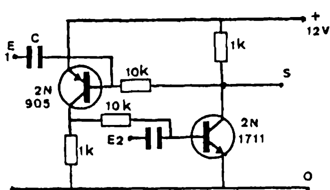
1108



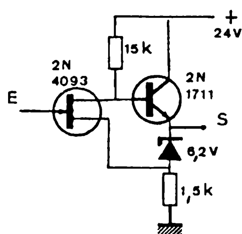
Ce montage proposé par Siemens utilise un TCA 965 qui est un comparateur indiquant si la tension d'entrée est comprise entre deux tensions de référence prédéterminées ou si la valeur est inférieure à la tension de référence la plus basse, ou encore si la valeur est supérieure à la tension de référence la plus haute.

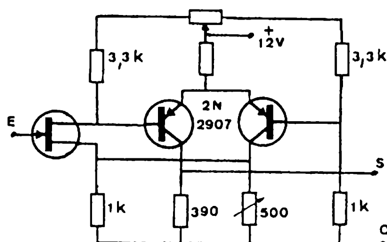
1109-1110 DÉTECTEURS DE SEUILS (Bascule de Schmitt)



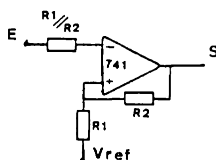


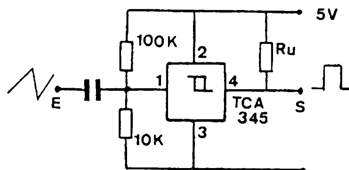
1111-1112



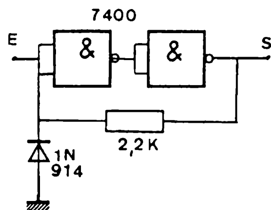


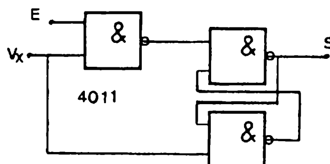
1113-1114



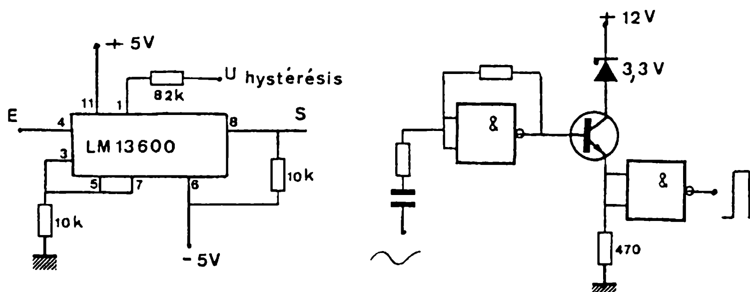


1115-1116

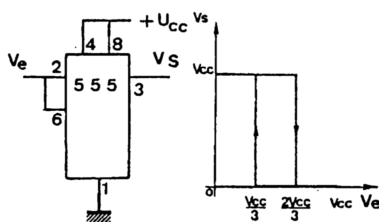


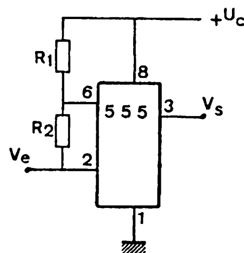


1117-1118 DÉTECTEURS DE SEUILS (Bascule de Schmitt)

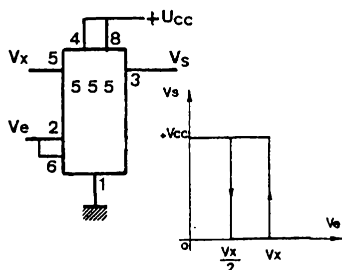


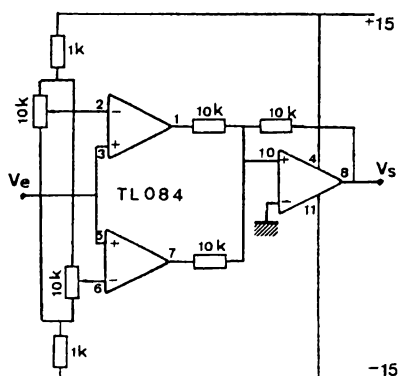
1119-1120





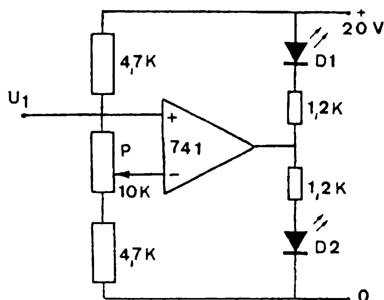
1121-1122





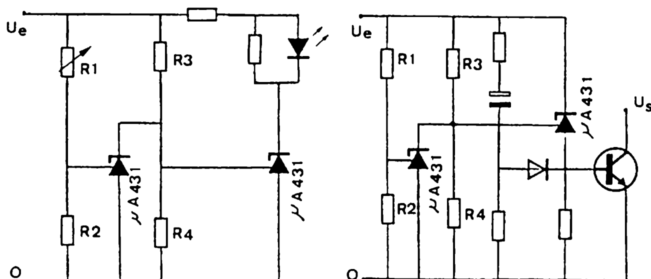
Détecteurs de seuils ajustables

1123 DÉTECTEURS DE NIVEAU



D_2 est allumée quand U_1 est supérieur à U_{ref} fixé par P. Dès que U_1 est inférieur à Uref D_2 s'éteint et D_1 s'allume.

1124-1125



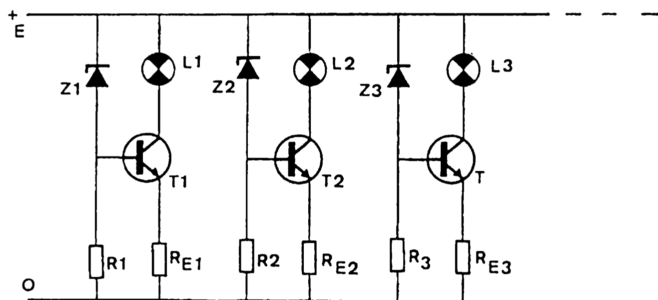
Ces circuits indiquent que la tension Ue est comprise entre deux seuils préréglés.

$$V_1 = V_{ref}\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)$$

et

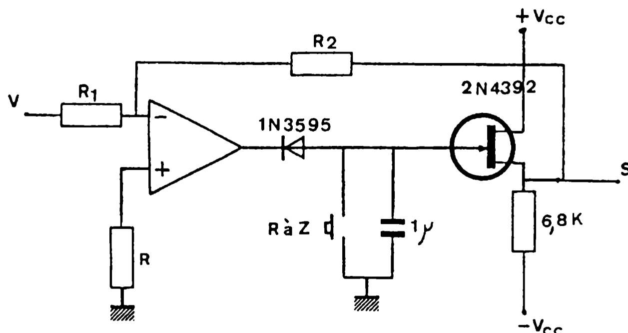
$$V_2 = V_{ref}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

1126



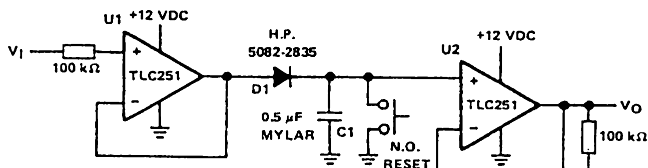
En fonction de la tension E et des diodes zéner, les transistors T_1, T_2, T_3, seront conducteurs et les lampes s'allumeront.

1127 DÉTECTEURS DE VALEUR CRETE



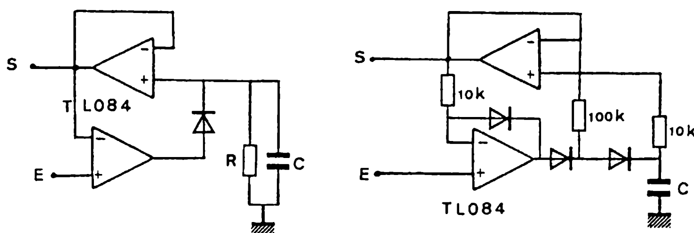
La capacité C sera de bonne qualité. Le potentiel de sortie décroît à moins de 1 mV par seconde.

1128



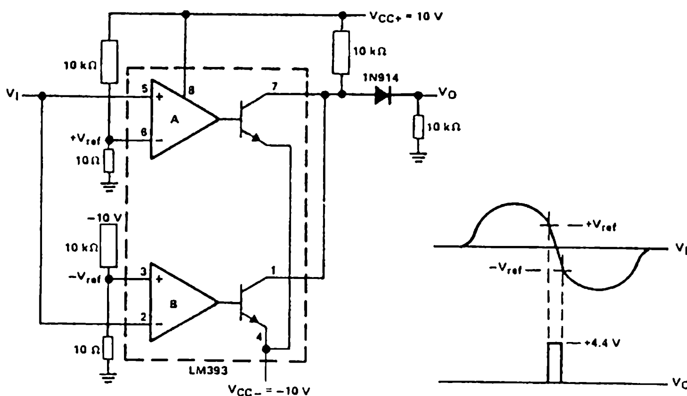
Ce montage est une variante qui utilise deux amplificateurs à haute impédance d'entrée.

1129-1130



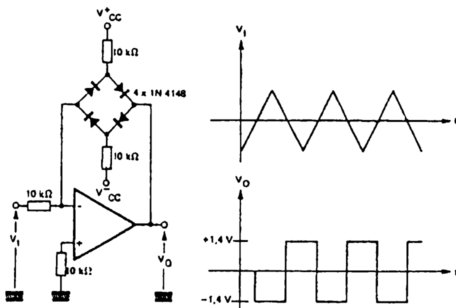
Ces montages utilisent des circuits intégrés BIFET, ce qui leur confère une haute impédance d'entrée, une faible impédance de sortie avec une dérive négligeable.

1131 DÉTECTEURS DE PASSAGE À ZÉRO

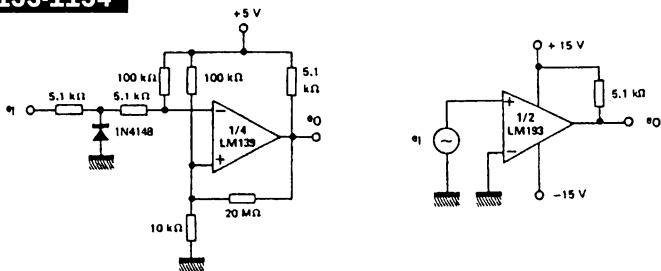


Ce montage produit une impulsion lorsque le signal d'entrée, qui peut être un signal alternatif de ± 8 V max, passe par zéro.

1132



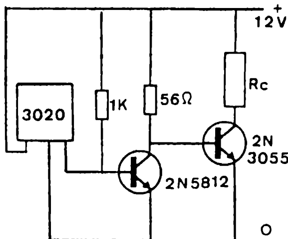
1133-1134



Ces montages avec simple ou double alimentation, permettent de détecter le passage par 0 V de la tension d'entrée. La tension d'entrée minimale est ici de 0,4 V_{cc} avec une distorsion de phase inférieure à 1 %.

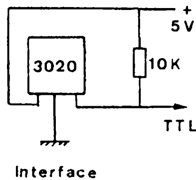
1135-1136 CAPTEURS MAGNÉTIQUES

+ 12V 3020 4,7K 1,2K 2N 5811 120Ω 1K Rc ∿ 0



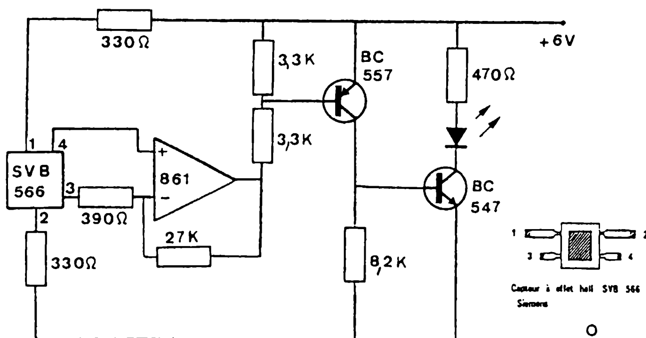
1137-1138

+5V 68Ω +10V 1 5 2 MC232 4 3020 120Ω 100Ω Rc ∿ 0 ∿



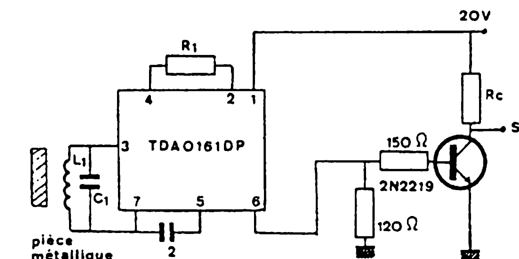
Les UGN 3020T ou UGS 3020T sont des commutateurs électroniques tout ou rien à effet Hall.

1139



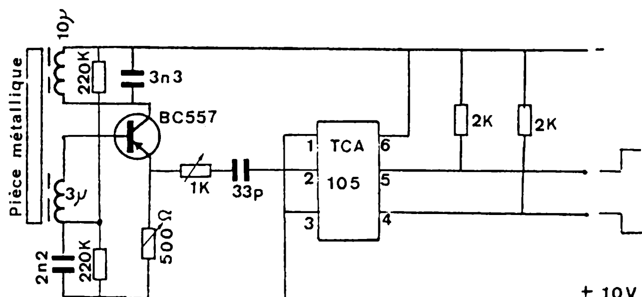
Ce montage utilise un capteur SVB de Siemens. L'amplificateur de sortie permet la commande d'une LED ou d'un relais.

1140 DÉTECTEURS DE MÉTAUX



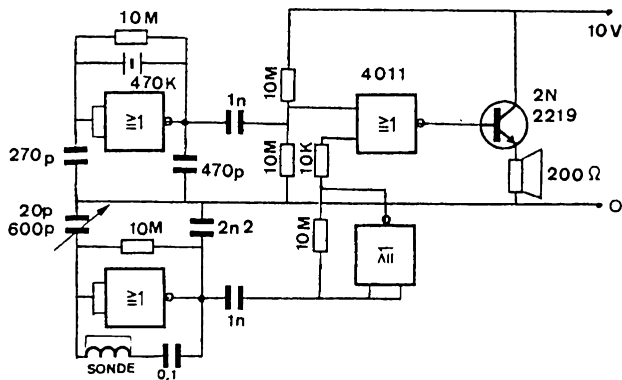
Distance	L_1	C_1	R_1	C_2
2 mm	30 µH	120 pF	6,8 K	47 pF
5 mm	300 µH	470 pF	27 K	470 pF
10 mm	2 160 µH	4 700 pF	27 K	3 300 pF

1141



Le TCA 105 (Siemens) contient un étage oscillateur, un détecteur de seuil et deux sorties complémentées. P règle la sensibilité.

1142



Ce montage utilise le principe des interférences à fréquences basses de deux oscillateurs.



LES CIRCUITS POUR AUTOMOBILES EN BREF

Les fabricants de circuits intégrés ont toujours participé au développement de l'électronique dans l'automobile et, ces dernières années, on a vu apparaître sur le marché des dispositifs de plus en plus sophistiqués, assistés même par des microprocesseurs. Les plus connus sont, par exemple, l'injection électronique et le freinage de type ABS.
Malheureusement, ces systèmes très complexes sont pour l'instant réservés aux modèles de haut de gamme et de forte cylindrée où le confort de conduite et les performances doivent être conjugués avec la diminution de la consommation.
Les montages proposés on pour avantage d'être très simple d'emploi, d'offrir une grande souplesse de fonctionnement et d'être d'un prix de revient très raisonnable.

Les principaux circuits traités ici sont :

L'éclairage. On trouve de nombreux dispositifs électroniques qui permettent de vérifier aisément le bon fonctionnement de l'éclairage. On trouve actuellement des dispositifs électroniques qui permettent de vérifier l'état des feux de stop, de régler l'éclairage des phares ou des plafonniers. Les clignotants mécaniques sont souvent remplacés par des montages électroniques.

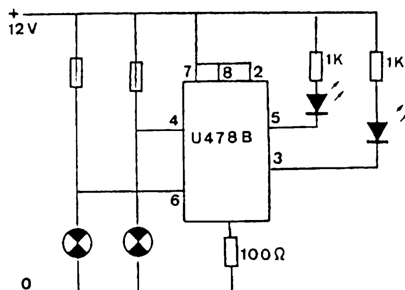
L'allumage. Pour l'allumage, des progrès énormes ont été réalisés; les dispositifs les plus performants utilisent des microprocesseurs assurant la gestion des paramètres suivants : régime moteur, avance à l'allumage, détecteur de cliquetis, température, etc.
Un allumage électronique offre de nombreux avantages dans un moteur à explosion :
- meilleur démarrage à froid
- usure moindre des contacts
- faible consommation de carburant lorsque l'avance à l'allumage est bien réglée
- plus grande longévité du moteur et des bougies grâce à une étincelle plus «franche»
- allumage pratiquement exempt d'entretient.

La commande d'essuie-glace. Les temporisateurs d'essuie-glace sont généralement mécaniques. Ces dispositifs sont souvent moins fiables et moins souples pour un réglage de vitesse, que les commandes électroniques. Un temporisateur d'essuie-glace électronique est généralement réalisé à l'aide d'un multivibrateur dont la durée d'arrêt est réglée par un potentiomètre. C'est donc un circuit simple et facile à réaliser.

Les comptes-tours (tachymètre). Les comptes-tours permettent de connaître la vitesse de rotation d'un moteur. Dans la plupart des voitures, la vitesse en tours par minute est visualisée par un indicateur à aiguille, mais il est possible d'utiliser des afficheurs numériques.

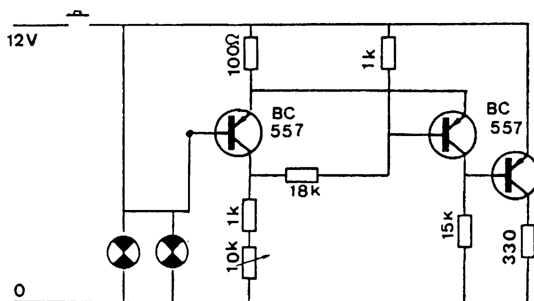
Les chargeurs de batterie. Si l'on désire augmenter la durée de vie d'une batterie, la charge de celle-ci doit se faire à intensité constante au dixième de son intensité nominale durant dix heures. Une batterie de 12 V en charge ne doit pas dépasser 14,4 V, sa tension retombe à 13 V environ lorsqu'elle est au repos. Un bon chargeur doit tenir compte de ces impératifs.

1143 DÉTECTEUR DE FEUX ARRIÈRES DÉFECTUEUX

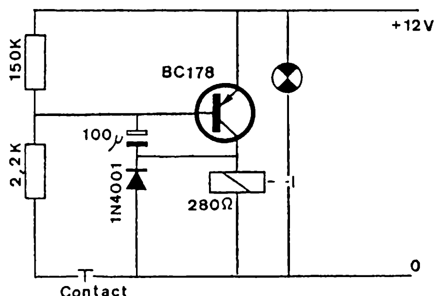


Circuit Telefunken

1144 TÉMOINS POUR FEUX DE STOP

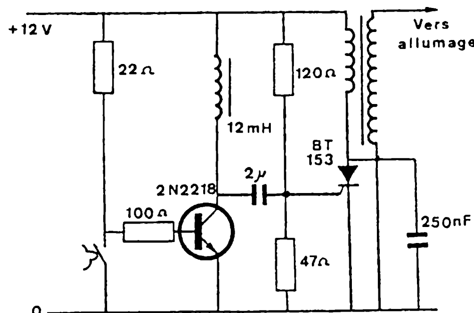


1145 PROLONGATEUR D'ÉCLAIRAGE

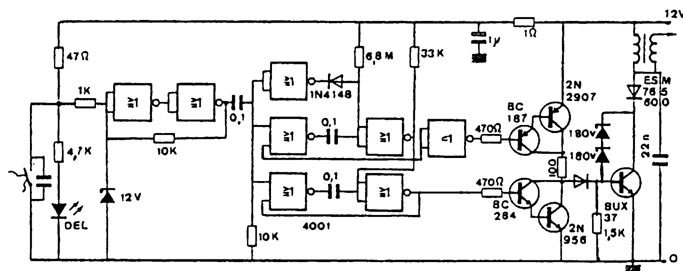


Ce montage permet de prolonger l'éclairage, après la fermeture d'un contact.
La lampe peut être remplacée par un moteur ou par une autre charge.

1146 ALLUMAGES ÉLECTRONIQUES

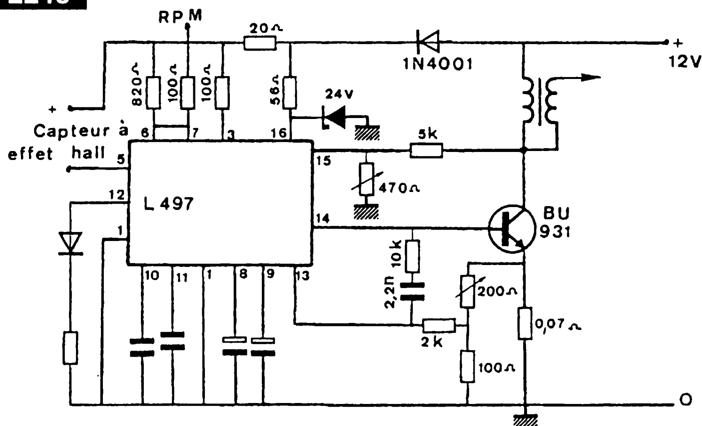


1147

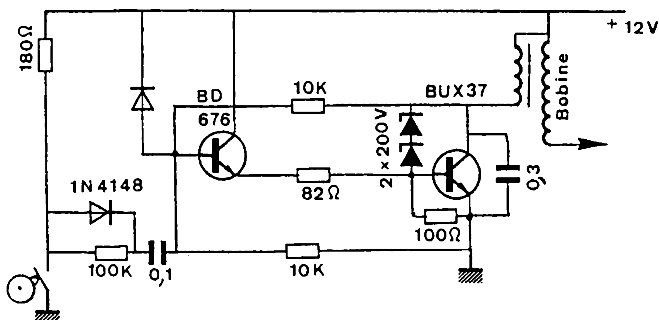


Cet allumage électronique pour auto, utilise deux circuits logiques 4001 pour la mise en forme des impulsions. L'amplification de ces impulsions est faite à l'aide de transistors montés en «darlington» (BUX 37).

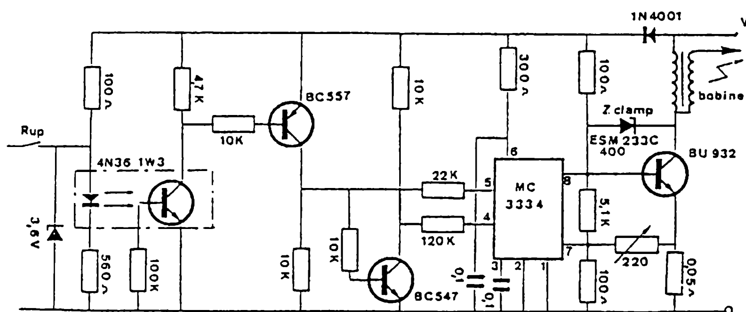
1148



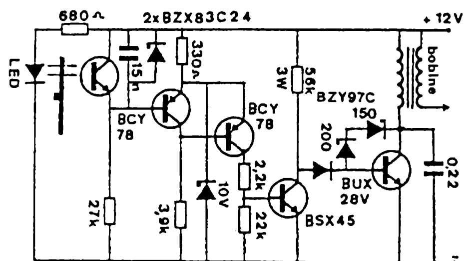
Le L 497 (SGS-THOMSON) est doté de toute l'électronique de commutation et de régulation nécessaire à la réalisation d'un allumage électronique pour moteur à essence. Le capteur à effet Hall peut être du type SVB 566 SIEMENS.



1150

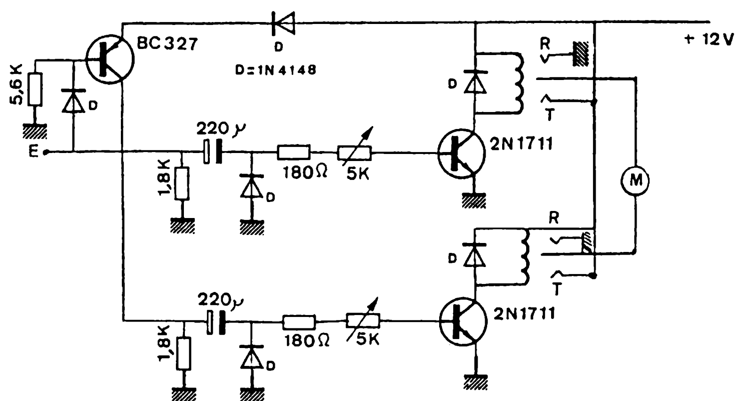


1151

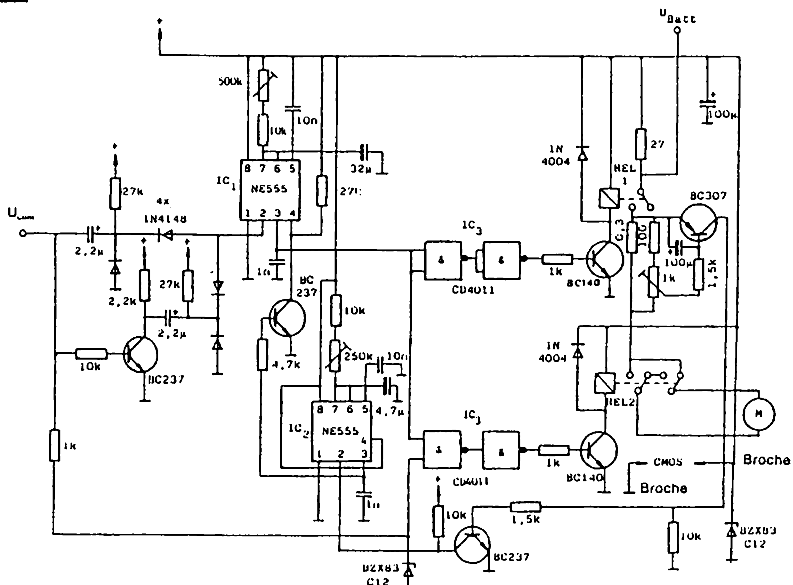


Ce montage proposé par Siemens utilise comme capteur, un phototransistor excité par une LED. Entre les deux éléments, se place un obturateur à fentes tournant, solidaire avec l'arbre d'allumage.

1152 ANTENNE TÉLESCOPIQUE AUTOMATIQUE

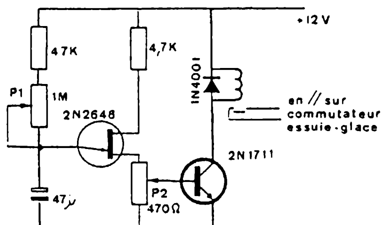


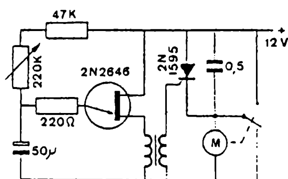
1153



Ce montage permet de faire sortir et rentrer automatiquement une antenne télescopique lors de la mise en marche et de l'arrêt du récepteur autoradio. Lors de la mise en marche du récepteur, un saut positif de tension apparaît à l'entrée (U_{com}) ce qui déclenche le système.

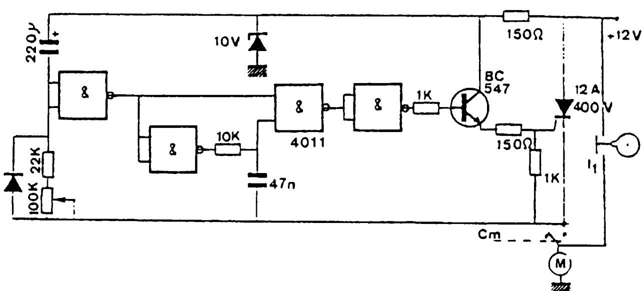
1154-1155 COMMANDES DE MOTEURS D'ESSUIE-GLACE





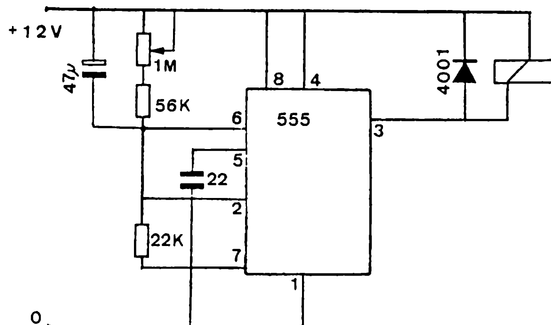
Ces montages s'adaptent à tous les véhicules dotés d'une batterie de 12 V. P_1 permet de régler la cadence de l'essuie-glace. P_2 permet un bon calage du relais.

1156



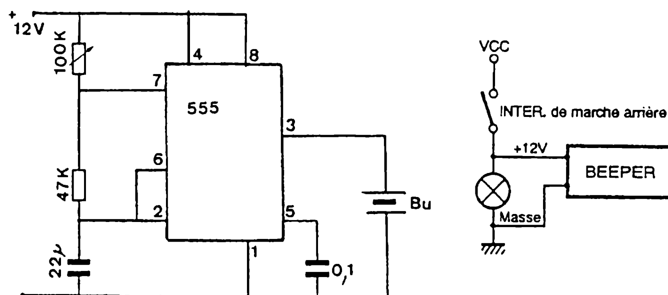
Dans ce montage, la temporisation est relancée à chaque fois que le contact I_1 s'ouvre.

1157



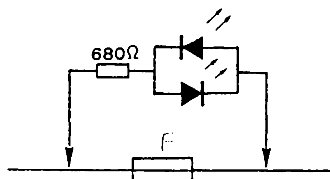
Temporisateur rapide à la mise en fonctionnement.

1158 BEEP DE MARCHE ARRIÈRE



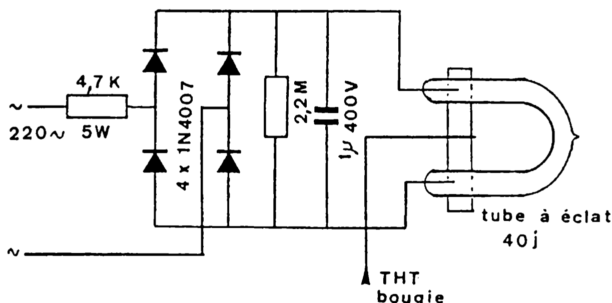
Ce montage utilise un simple circuit astable pour actionner un buzzer.

1159 CONTRÔLEUR DE FUSIBLES



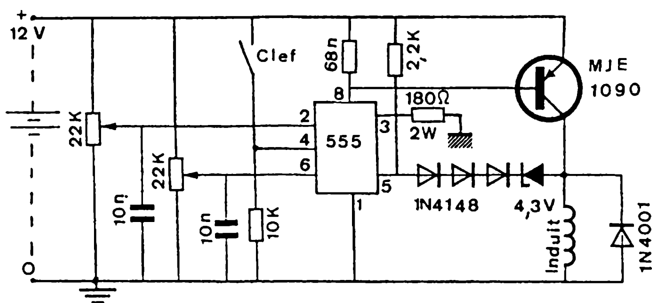
Ci une des diodes s'allume, c'est que le fusible est coupé.

1160 STROBOSCOPE POUR VOITURE OU MOTO



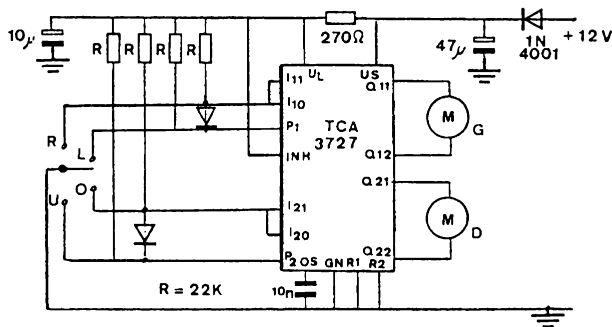
Ce stroboscope relié à la bougie, permet de distinguer très nettement les repères d'avance lorsque le moteur fonctionne. Les repères d'avance, éclairés par intermittence, en synchronisation avec l'étincelle de la bougie paraîtront fixe et indiqueront alors le moment précis où ce produit cette étincelle.

1161 RÉGULATEUR POUR ALTERNATEUR AUTO



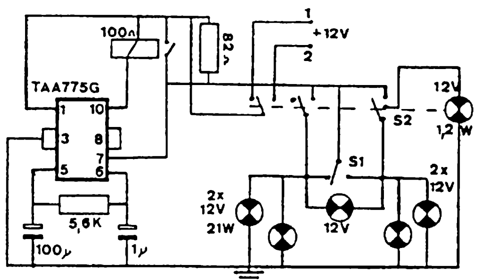
On utilise un 555 comme comparateur. P_1 et P_2 fixent les deux seuils de la tension de la batterie en charge.

1162 COMMANDE DES RÉTROVISEURS



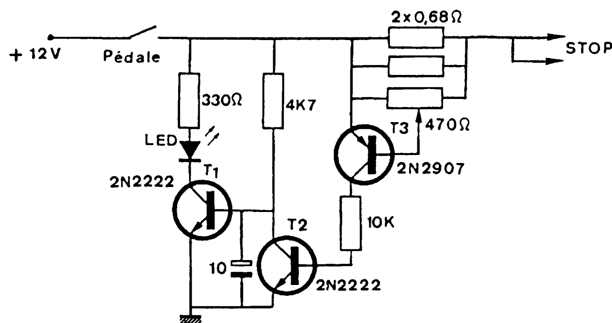
Le TCA 3727 (Siemens) permet de commander deux moteurs pas à pas séparément.

1163 COMMANDE DE CLIGNOTANTS



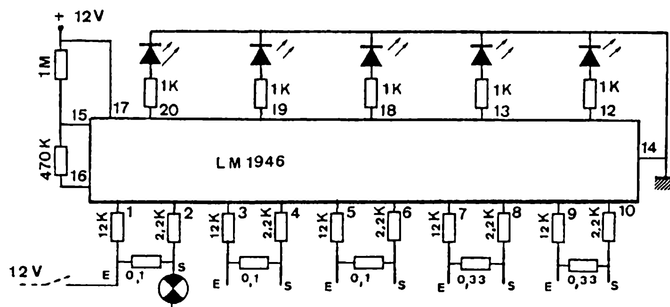
Le TAA 775 (Siemens) sert à exciter un relais. Un voyant témoin s'allume lors des opérations. Si une lampe venait à être défaillante, elle se signalerait en provoquant un accroissement de la fréquence d'oscillation.

1164 INDICATEURS D'ÉTATS DES FEUX (Auto)



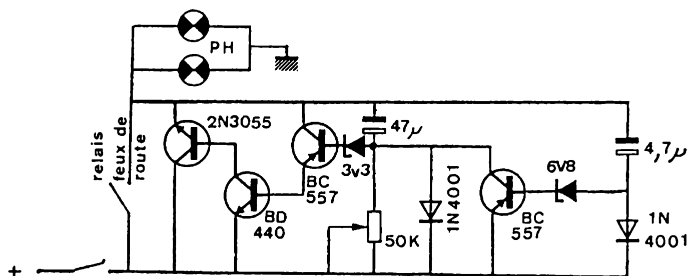
Lorsque le fonctionnement des feux de stop d'une automobile est normal, la chute de tension de 1,2 V environ, aux bornes des résistances de 0,68 Ω sature T_3 et la diode reste éteinte et inversement si une ampoule est grillée. P permet le réglage du seuil de détection du défaut.

1165



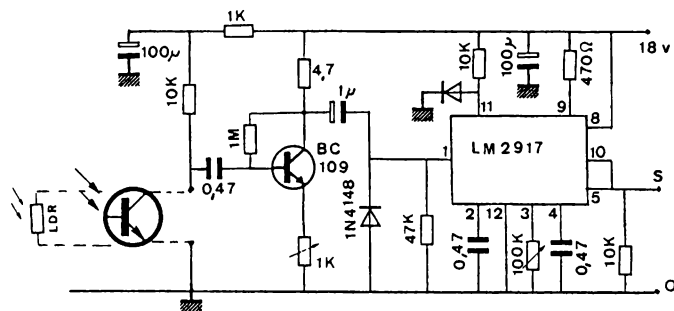
Le LM 1946 (Nationnal Semiconductor) est un comparateur de tension à 5 entrées.
Les 0,1 W montées en série avec les lampes, permettent de détecter si il y a passage du courant ou non.

1166 GRADATEUR POUR PHARES



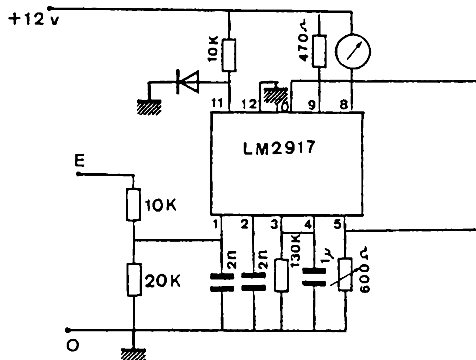
Ce montage permet une extinction progressive au passage des feux de route aux feux de croisement.

1167 COMPTES-TOURS



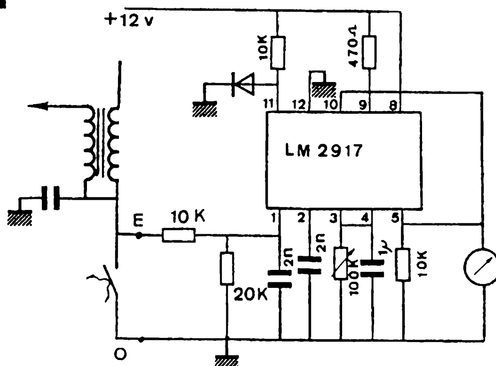
Compte-tours opto-électronique. Le LM 2917 (National Semiconductor) est un convertisseur «fréquence-tension», qui délivre pour ce montage, une tension de 0 à 2 V, soit 0 à 20 000 tr/min.

1168



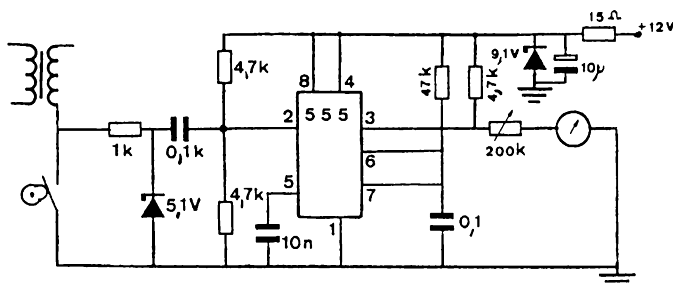
Compte-tours pour moteur 6 cylindres.

1169



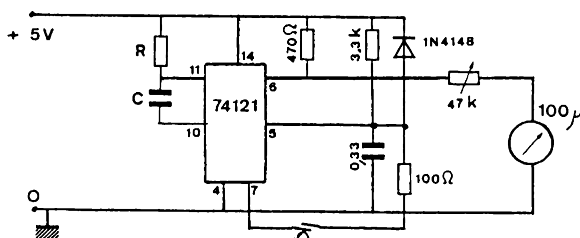
Compte-tours pour moteur 8 cylindres. V_s = 6 V/400 Hz 6000 tr/min.

1170 COMPTES-TOURS



Ce montage permet de mesurer la valeur moyenne des impulsions (de durée constante) générées par le 555 qui est lui-même déclenché par le rupteur.

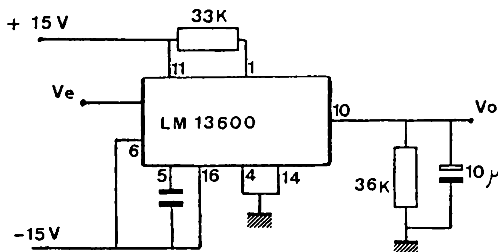
1171



Plage	R	C	Plage	R	C
1 000 t/mn	12 kΩ	4,7 µF	1 kHz	22 kΩ	47 nF
6 000 t/mn	22 kΩ	0,47 µF	10 kHz	22 kΩ	4,7 nF
10 000 t/mn	12 kΩ	0,47 µF	100 kHz	2,2 kΩ	4,7 nF
			1 MHz	2,2 kΩ	470 pF

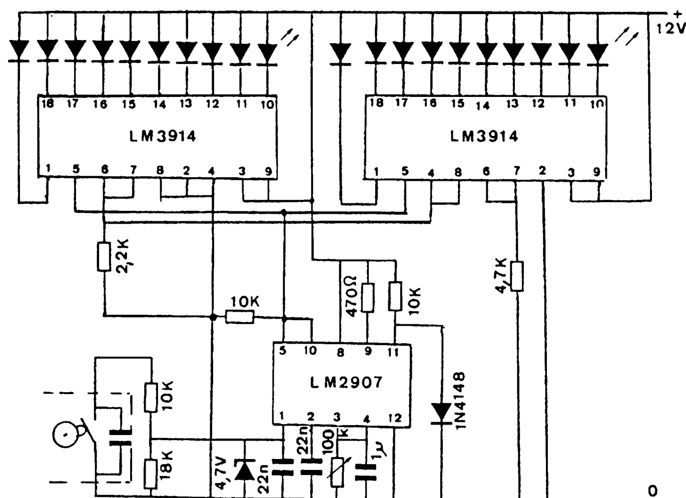
Le signal électrique proportionnel à la vitesse de rotation peut être délivré mécaniquement ou magnétiquement ou encore optiquement.

1172

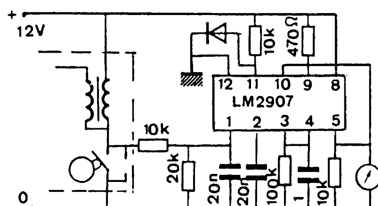


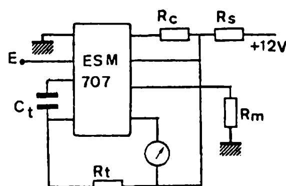
La tension de sortie du montage est donnée par la relation $V_o = 10\ F_e$ (F_e est le signal alternatif d'entrée).

1173 COMPTE-TOURS



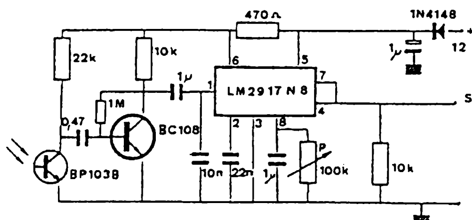
1174-1175





Le LM 2907 est un convertisseur fréquence-tension à grand gain. La tension de sortie de ce montage est donnée par la relation $U_s = F.V_{cc}.R.C.$

1176



Compte-tours optique. La tension de sortie du LM 291 de NS sera réglée à 6 V à l'aide de P pour une fréquence d'entrée de 1300 Hz.

1177 ALARME POUR CIRCUIT DE FREIN

Quand les électrodes ne sont plus immergées par le liquide contenu dans le maître-cylindre des freins, le buzzer et la lampe signal cette anomalie.

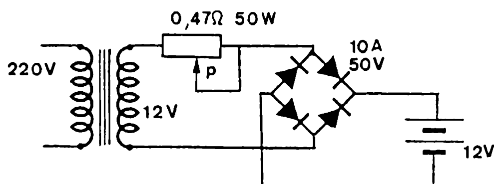
1178 ALARME POUR NIVEAU D'ESSENCE

On utilise ici un circuit spécialement conçu par NS pour une détection de fluide. Le système de signalisation peut être une LED ou un petit haut-parleur.

1179 ALARME POUR LAMPES D'AUTO

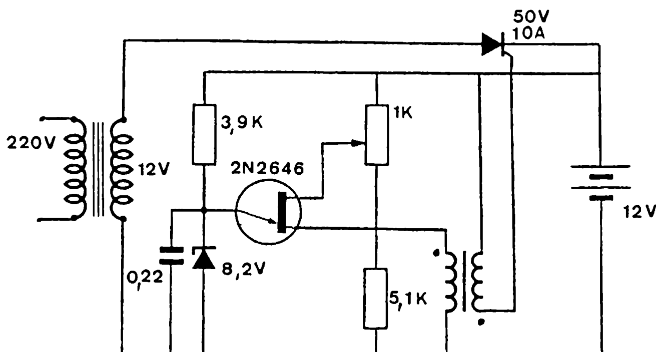
Ce dispositif permet d'éviter de laisser les phares allumés en sortant du véhicule.

1180 CHARGEURS DE BATTERIE AUTO



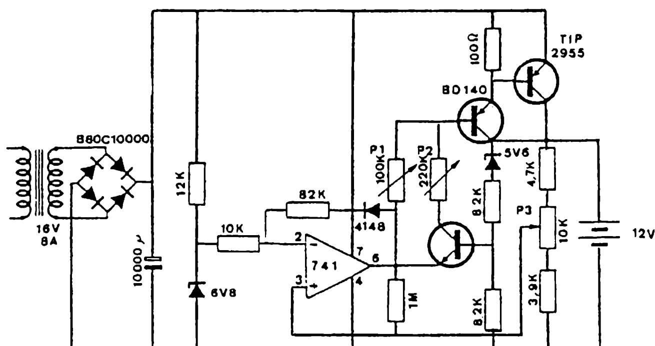
Le plus simple des chargeurs de batterie est constitué d'un transformateur et d'un pont redresseur. L'intensité du courant de charge est réglée par P.

1181



Ce montage, proposé par Motorola, utilise une diode zéner qui devient conductrice lorsque la batterie est chargée ; l'UJT se bloque alors et le thyristor ne conduit plus.

1182



P_3 est ajusté de manière à ce que la sortie de IC_1 devienne à l'état haut quand V_s = 14,4 V. Le courant de charge d'appoint est fixé à l'aide de P_1. P_2 est réglé pour obtenir un courant de charge maximal (1/10 de I_{max}).

1183 CHARGEURS DE BATTERIE

R13 et R14 : suivant courant de charge et décharge (capacité batterie)

Le circuit U 2400B (Telefunken) assume le pilotage de la charge des batteries en intégrant tous les paramètres de mesures dans le but de gérer cette charge de façon optimale.
LED rouge :
Clignotante = Décharge;
Allumée = défaut
LED verte :
Clignotante = charge;
allumée = charge réduite

1184

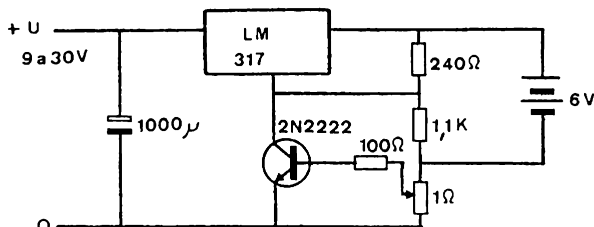
Cette application N.S permet de charger un accumulateur en contrôlant la charge et la température de celui-ci. Pour cela D_2 doit être couplé à l'accu. Le montage met en charge l'accu sous un courant de 1 A, après fermeture de S_1 et action sur S_2.

1185

R = 1,25 / Icharge

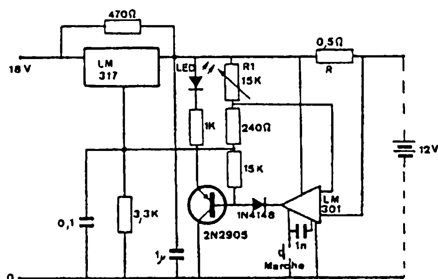
Chargeur à courant constant.

1186 CHARGEURS DE BATTERIE



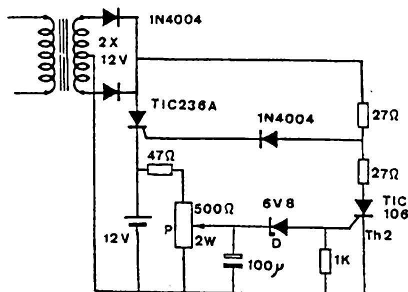
Ce chargeur est particulièrement prévu pour les batteries à électrolyte gélifié de 6 V. Le condensateur de 1000 µF est recommandé pour filtrer la tension d'entrée.

1187



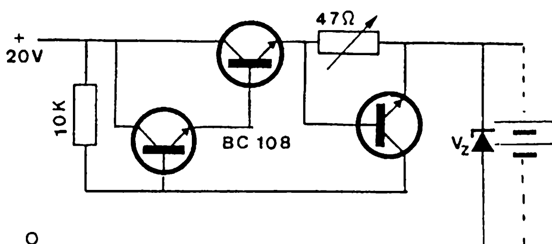
Le courant de charge est ici limité à 2 A. Le courant de charge provoque une ddp dans R qui est comparée à une fraction de la référence prise sur R_1 à l'aide du LM 301. Si ce courant et trop élevé, le LM 301 A abaisse le potentiel de la broche de comparaison du LM 317 provoquant ainsi une baisse du potentiel de sortie et l'allumage de la LED d'indication de fin de charge.

1188



Lorsque la batterie est déchargée, la tension sur le curseur de P est plus basse que la tension de zéner (D);
Le thyristor est alors conducteur. Lorsque la tension de la batterie s'accroît, Th_2 est à son tour déclenché.
La charge est alors stoppée.

1189 CHARGEURS D'ACCUS CdNi

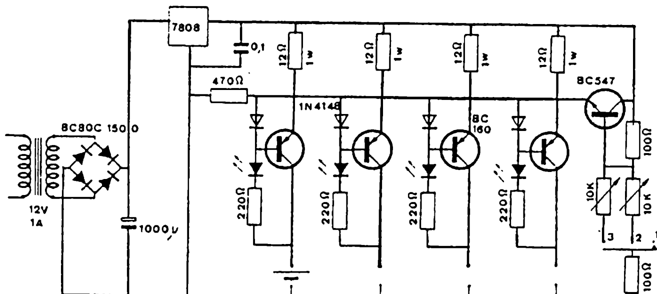


Ce générateur de courant permet de charger au maximum 10 éléments CdNi. La diode de protection Dz sera choisie en fonction du nombre d'éléments à charger

$V_z = 1{,}5 \times n$

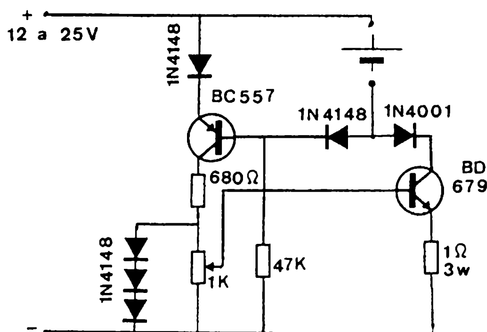
n = nombre d'éléments de 1,5 V.

1190



Ce montage permet de charger 4 éléments CdNi. L'intensité de charge sera fonction du type d'accumulateur.
Position 1 I = 90 mA
(8 h pour le type R6)
Position 2 I = 180 mA
(12 h pour le type R14)
Position 3 I = 300 mA
(12 h pour le type R20)

1191



Pour V_e = 12 V nous pouvons charger sept accumulateurs montés en série. Pour augmenter le nombre d'éléments CdNi, il suffit d'accroître V_e de + 1,5 V par élément ajouté. S'il y a une erreur de branchement dans les polarités des accumulateurs, ceux-ci se déchargent.
Le courant de charge peut être mesuré aux bornes de $R = 1\ \Omega$.



LOGIQUES

A partir des circuits logiques de base (NON, OUI, ET, OU, NAND, NOR), on réalise des fonctions logiques complexes tels que :

- **des additionneurs.** Exemple de circuit : Le circuit 4008 est un additionneur arithmétique qui comporte quatre étages complets avec retenue rapide d'un étage à l'autre. Le circuit comporte également une sortie de retenue parallèle, permettant le montage en cascade de plusieurs 4008 pour des opérations arithmétiques rapides.

- **des soustracteurs.** Pour effectuer la différence de deux nombres A et B on additionne A avec le complément logique restreint de B et on applique 1 sur la retenue initiale.
Pour obtenir le complément logique restreint d'un nombre binaire, il suffit d'inverser tous ses bits. (B + 1 est appelé complément à 2.)

- **des multiplicateurs.** La multiplication d'un nombre logique s'effectue par additions successives. Si on décale un nombre binaire d'un pas vers la gauche, il se trouve multiplier par 2.
(Exemple : 11 110)
(3 6)

- **des ALU** (UNITE ARITHMETIQUE ET LOGIQUE). Les trois principales opérations logiques ; l'addition, la soustraction et la comparaison ainsi que les opérations logiques combinatoires; AND, OR, NAND, NOR et XOR (OU exclusif) sont regroupées dans un même circuit afin de constituer l'unité arithmétique et logique (ALU). Cet organe de calcul est une partie intégrante des unités centrales des microprocesseurs.

- **des convertisseurs.** Les convertisseurs sont des circuits qui permettent de transformer un signal analogique en un signal logique (CAN) et inversement (CNA).
Un CAN utilise un fonction appelée «échantillonage-blocage» qui permet de prélever un échantillon du signal à convertir.

- **des décodeurs.** Un décodeur est un circuit combinatoire à *n* entrées sur lesquels sont affectées un mot binaire de *n* bits. Suivant le type de décodeur, la sortie traduit deux fonctions :
- Sélecteur de sortie : une seule sortie, parmi les N sorties disponibles, est active en fonction de la valeur binaire affichée sur les entrées d'adresses.
- Convertisseur de code : à un code d'entrée de *n* bits correspond un code de sortie de x bits.

- **des encodeurs.** Les encodeurs effectuent l'opération inverse des décodeurs. Une entrée active parmi *n* est transformée en code binaire dont la valeur correspond au rang de l'entrée active.

- **des transcodeurs.** Ces circuits permettent de convertir un code binaire en un autre code binaire. Ils sont d'usage peu courant et en général, réalisés avec des mémoires mortes (ROM).

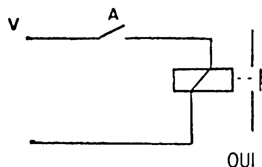
- **des mémoires.** La fonction mémoire consiste à délivrer une information permanente même si le signal d'entrée revient à 0. Le niveau de la sortie se maintiendra donc à 1 tant qu'une impulsion ne sera pas appliquée à l'entrée de remise à zéro (notée R).

- **des compteurs.** Un compteur est une mémoire dont le contenu est incrémenté à chaque front actif d'un signal d'horloge. Un compteur présentant *N* combinaisons stables des sorties sera appelé compteur modulo *N*. L'élément de base d'un compteur est la bascule (∫ MEMOIRE).
Les compteurs binaires sont classés en deux catégories :
- les compteurs asynchrones
- les compteurs synchrones

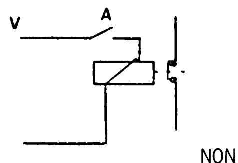
- **des multiplexeurs.** Le multiplexage est l'opération qui consiste à faire circuler sur un seul conducteur des informations provenant de sources multiples.

- **des circuits d'interfaces**, etc.

1192-1193 CIRCUITS LOGIQUES À RELAIS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

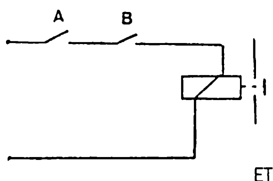


OUI

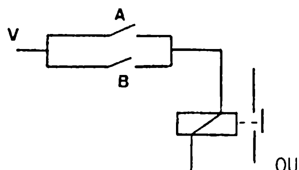


NON

1194-1195

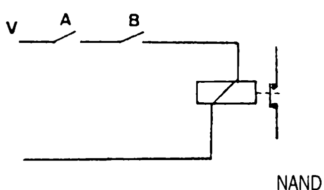


ET

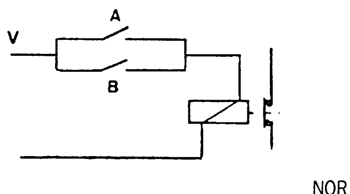


OU

1196-1197

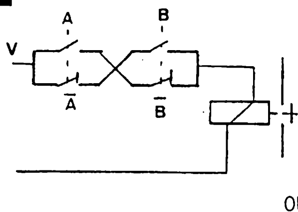


NAND

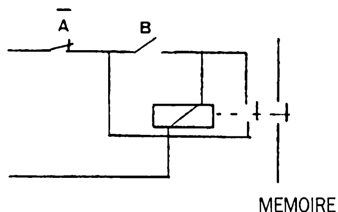


NOR

1198-1199

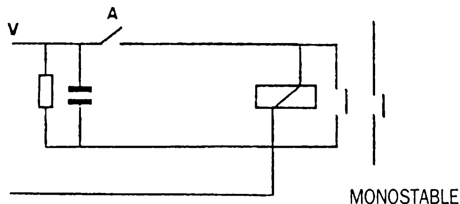


OU EX



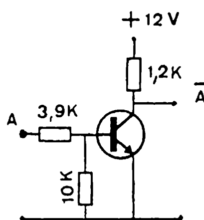
MEMOIRE

1200

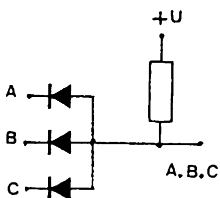


MONOSTABLE

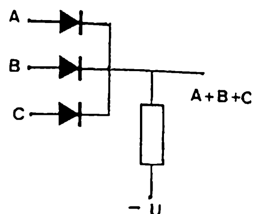
1201-1202-1203 CIRCUITS LOGIQUES À ÉLÉMENTS DISCRETS



INVERSEUR

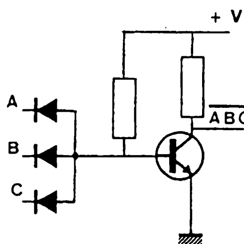


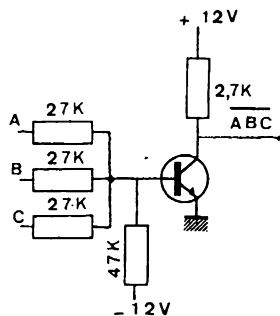
ET

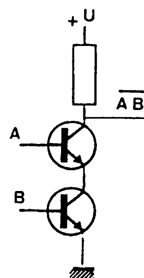


OU

1204-1205-1206

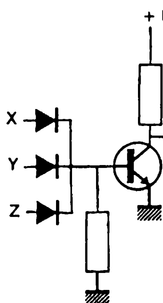


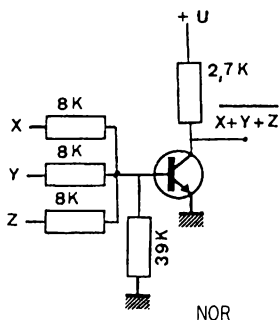


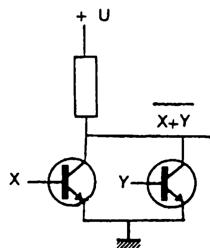


NAND

1207-1208-1209

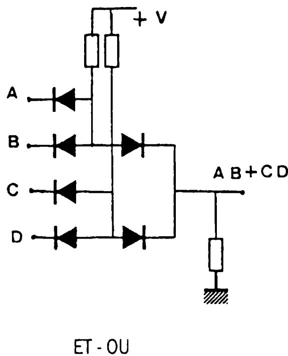




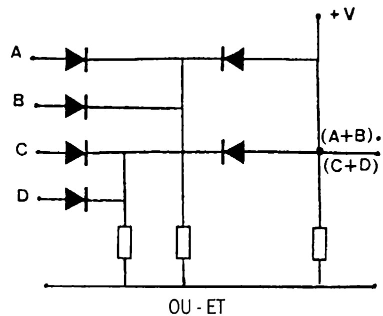


NOR

1210-1211 CIRCUITS LOGIQUES A ELEMENTS DISCRETS

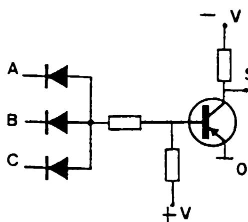


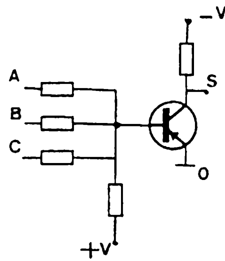
ET - OU

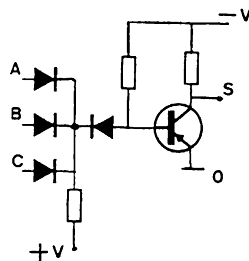


OU - ET

1212-1213-1214

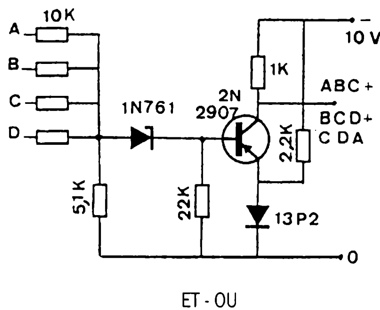




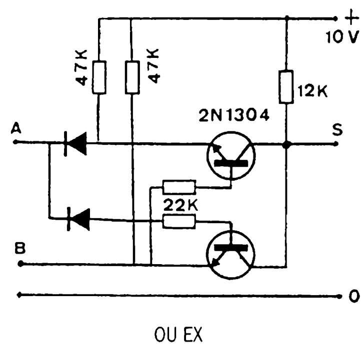


NI

1215-1216

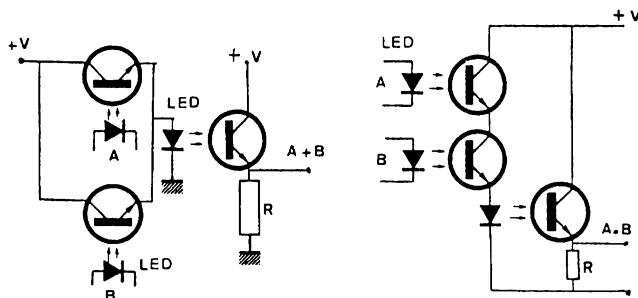


ET - OU

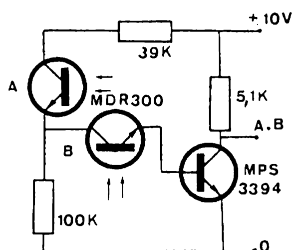


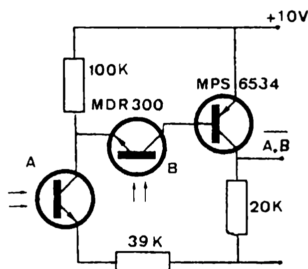
OU EX

1217-1218 CIRCUITS LOGIQUES OPTIQUES

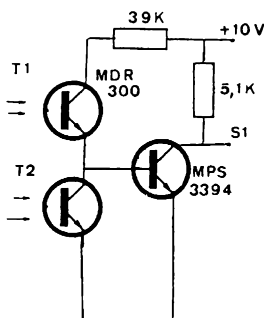


1219-1220

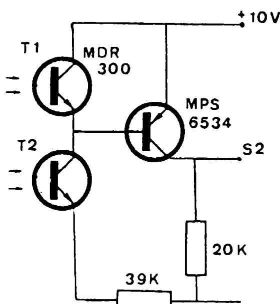




1221-1222



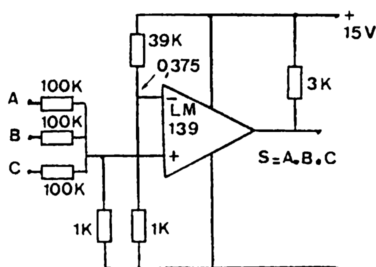
T_1	T_2	S1
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	1



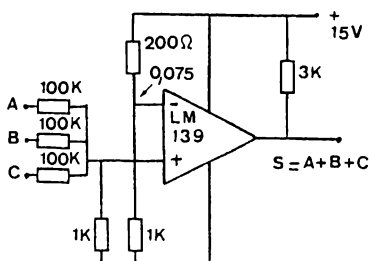
T_1	T_2	S 2
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

Ces circuits peuvent être utilisés en électromécanique. Ils remplacent les interrupteurs qui ne peuvent être utilisés dans toutes les applications (liquide).

1223-1224 CIRCUITS LOGIQUES À AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

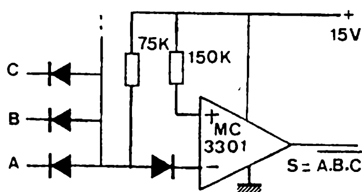


ET

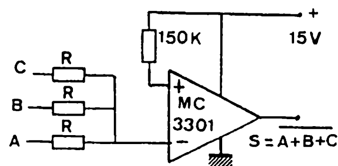


OU

1225-1226

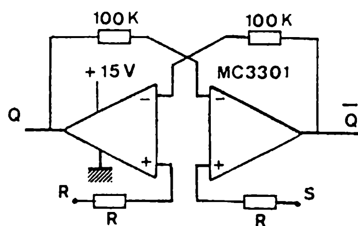


NAND

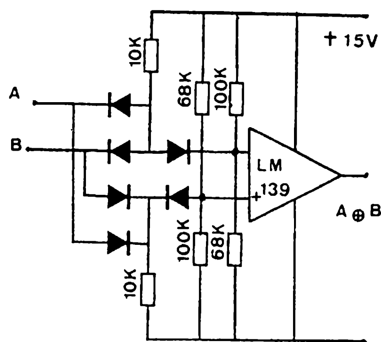


NOR

1227-1228

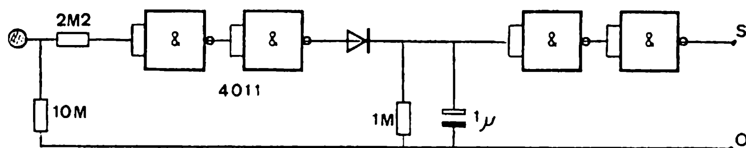


Bascule RS

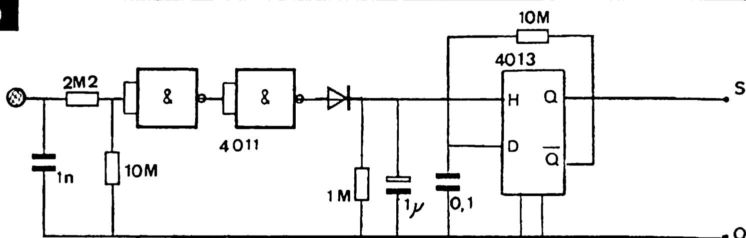


OU-EX

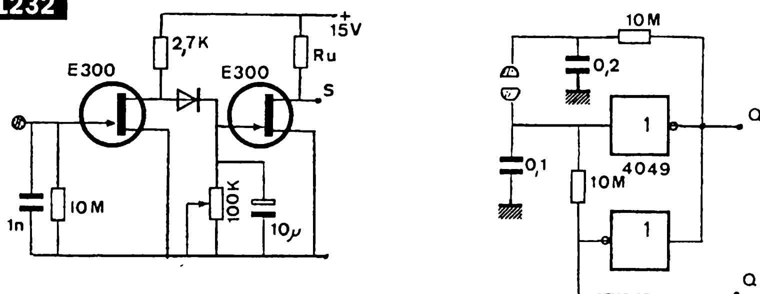
1229 INTERRUPTEURS SENSITIFS



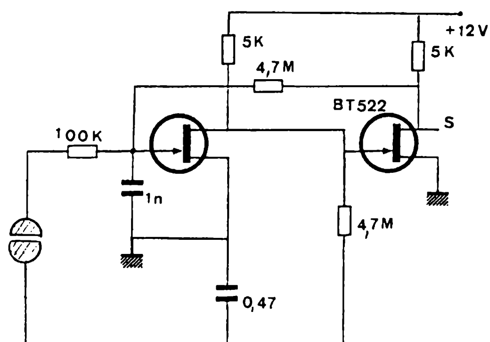
1230



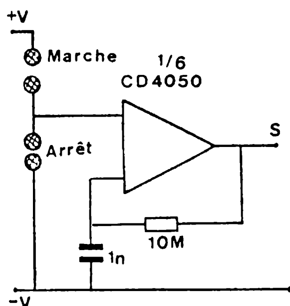
1231-1232

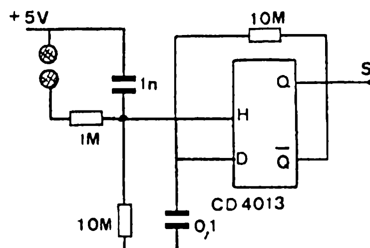


1233

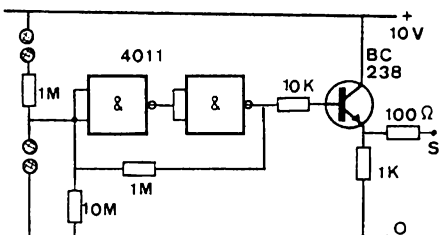


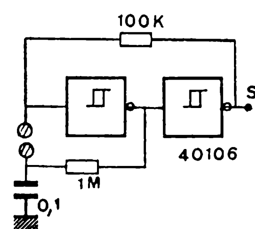
1234-1235 INTERRUPTEURS SENSITIFS



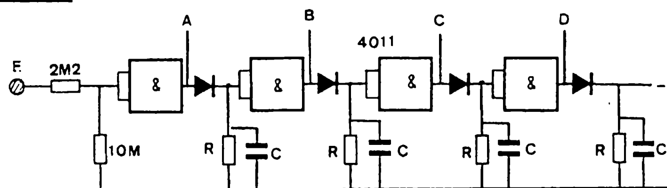


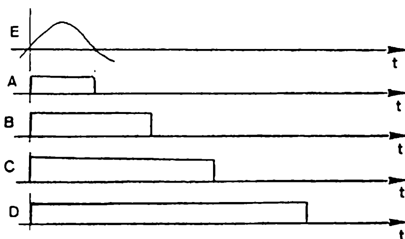
1236-1237





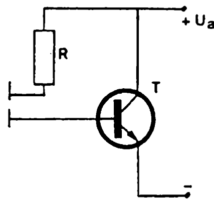
1238

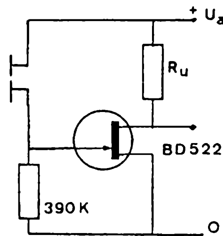




Ce montage est un séquenceur qui permet de commuter en même temps cinq circuits avec un temps de fonctionnement qui sera fonction des condensateurs.

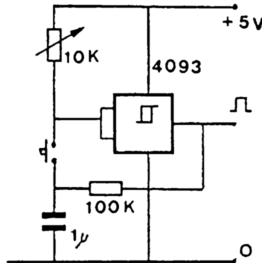
1239-1240 TOUCHE SENSITIVE À TRANSISTOR

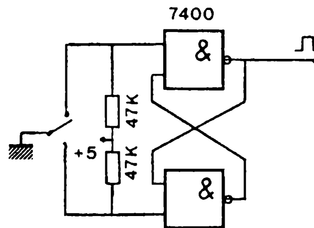




Si l'on met le doigt sur la touche, le transistor deviendra conducteur.
On fera
$R = U_a/5$ (kΩ).

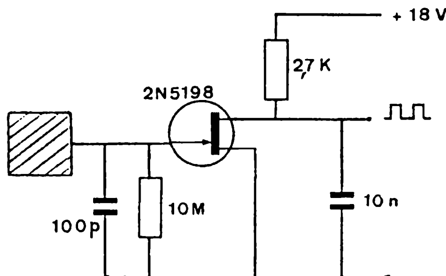
1241-1242 TOUCHES ANTI-REBOND





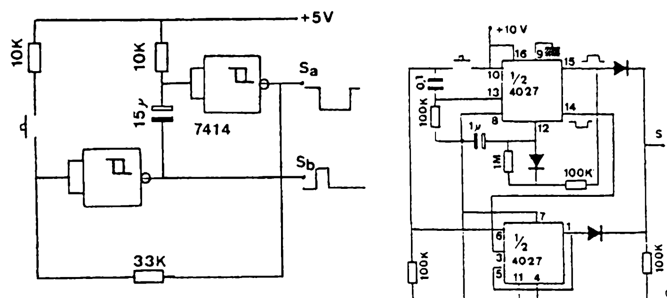
Ces montages permettent de supprimer les inévitables rebondissements des contacts occasionnant des impulsions indésirables.

1243 GÉNÉRATEUR PAR TOUCHE

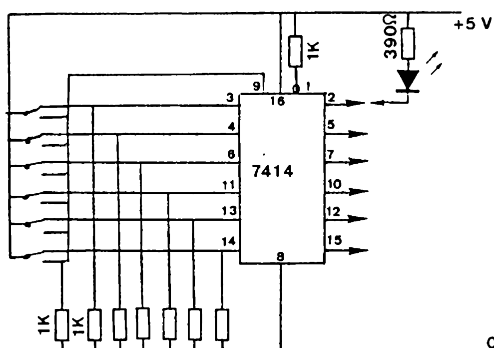


Dans ce circuit, si l'on touche la petite plaquette métallique, un signal parasite ambiant est appliqué à G et l'on retrouve à la sortie un signal rectangulaire à la même fréquence (50 Hz généralement).

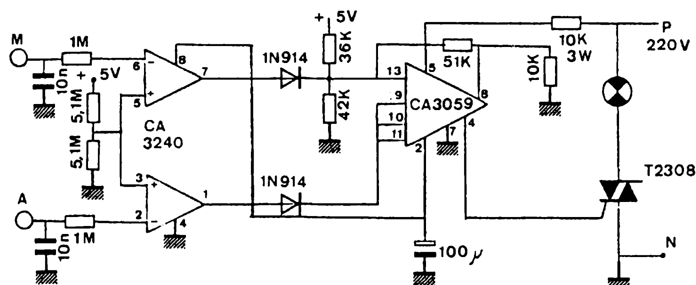
1244-1245 CIRCUITS ANTI-REBOND



1246 CLAVIER 6 TOUCHES ANTI-REBOND

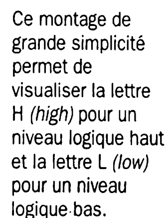


1247 TOUCHE SENSITIVE MARCHE/ARRÊT



Avec ces touches sensitives, il est possible de contrôler 40 W ou plus sur 220 V.

1248 INDICATEURS DE NIVEAUX LOGIQUES



Ce montage de grande simplicité permet de visualiser la lettre H *(high)* pour un niveau logique haut et la lettre L *(low)* pour un niveau logique bas.

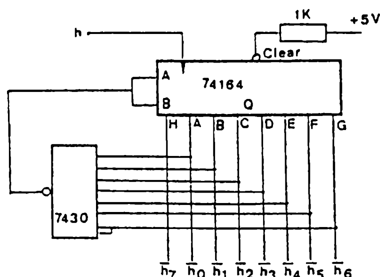
1249

Etat 1 LED rouge allumée
Etat 0 LED verte allumée
Etat coupé LED rouge et verte éteintes

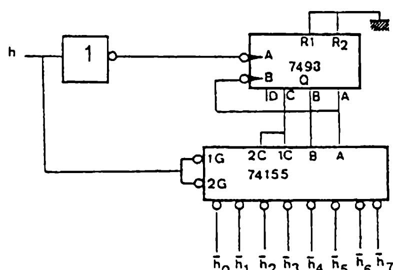
1250

Avec cette sonde on peut détecter un niveau logique «haut» sans perturber le fonctionnement du circuit logique.

1251 HORLOGES POUR CIRCUITS LOGIQUES

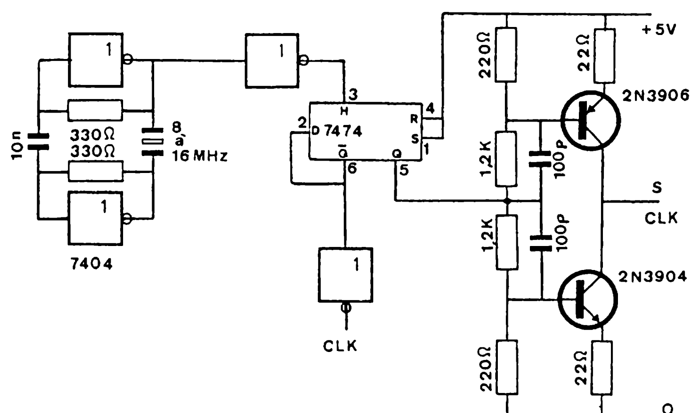


1252



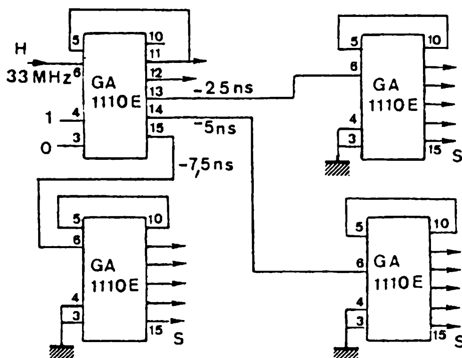
Le premier montage permet 8 temps d'horloge jointifs, le deuxième montage est une horloge disjointe à 8 temps.

1253



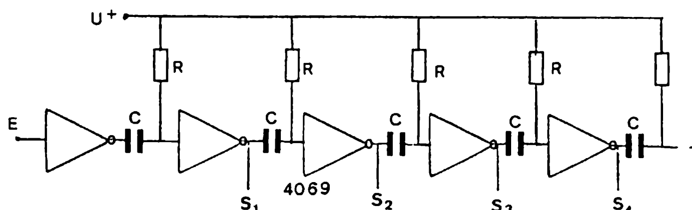
Horloge pour microprocesseur. Ce montage fonctionne jusqu'à 10 MHz. La fréquence du quartz sera double de la fréquence d'horloge souhaitée.

1254 SIGNAUX D'HORLOGE À CORRECTION DE DÉCALAGE



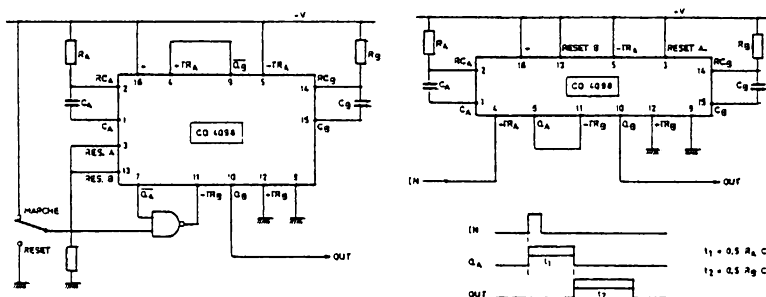
Ce montage permet de prendre en compte les retards apportés par les pistes du câblage imprimé.

1255 REGISTRE À DÉCALAGE

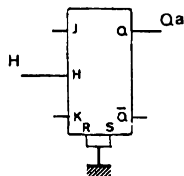


Le décalage des impulsions transmises, sera fonction des éléments RC.

1256-1257 GÉNÉRATEUR ET DÉPHASEUR D'IMPULSIONS

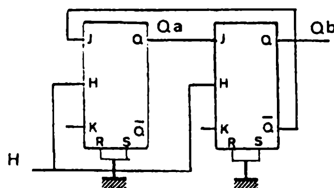


Comptage par 2



n	Qa
0	0
1	1

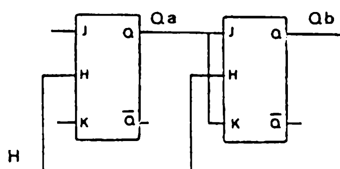
Comptage par 3



n	Qa	Qb
0	0	0
1	1	0
2	0	1

1260

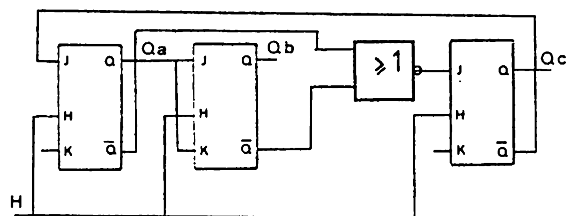
Comptage par 4



n	Qa	Qb
0	0	0
1	1	0
2	0	1
3	1	1

1261

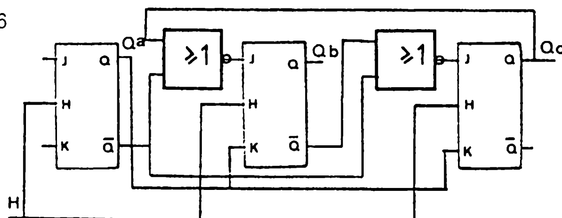
Comptage par 5



n	Qa	Qb	Qc
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1

1262

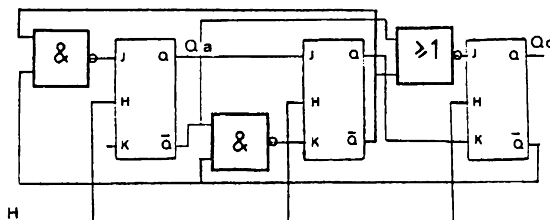
Comptage par 6



n	Qa	Qb	Qc
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1

1263 CIRCUITS DE COMPTAGE

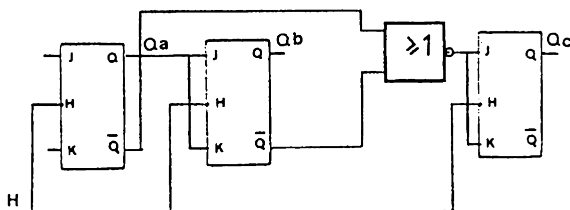
Comptage par 7



n	Qa	Qb	Qc
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1

1264

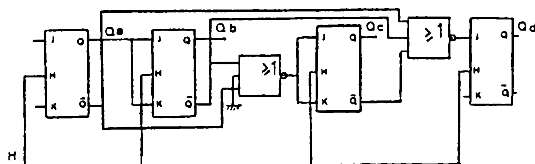
Comptage par 8



n	Qa	Qb	Qc
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1

1265

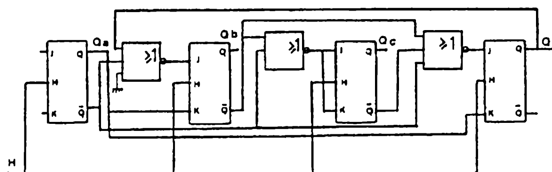
Comptage par 9



n	Qa	Qb	Qc	Qd
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1

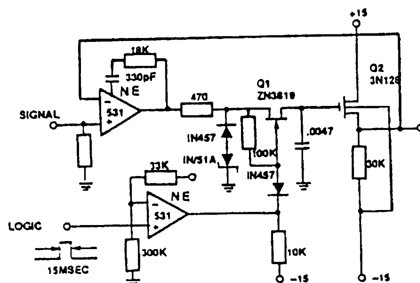
1266

Comptage par 10

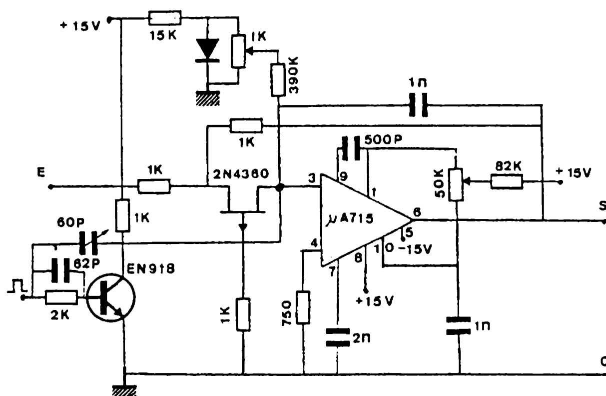


n	Qa	Qb	Qc	Qd
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

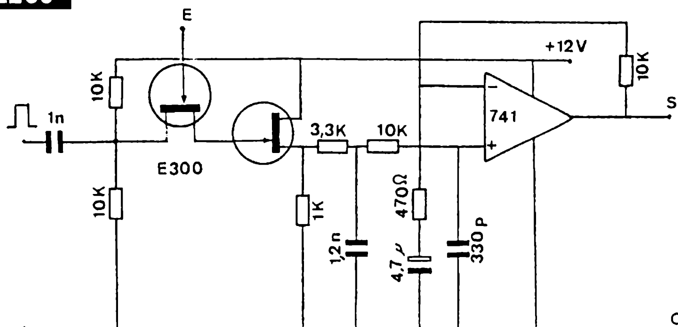
1267 ÉCHANTILLONNEURS-BLOQUEURS

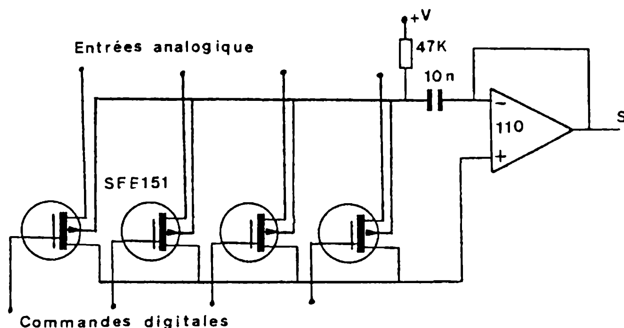


1268



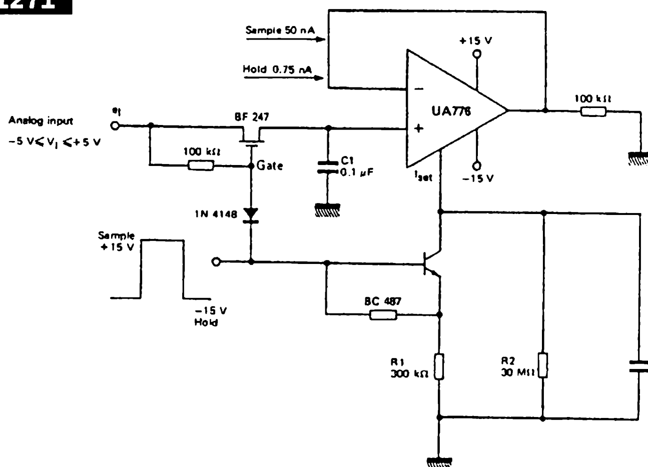
1269



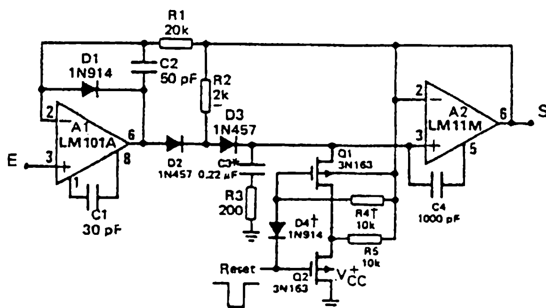


Échantillonneur à plusieurs entrées

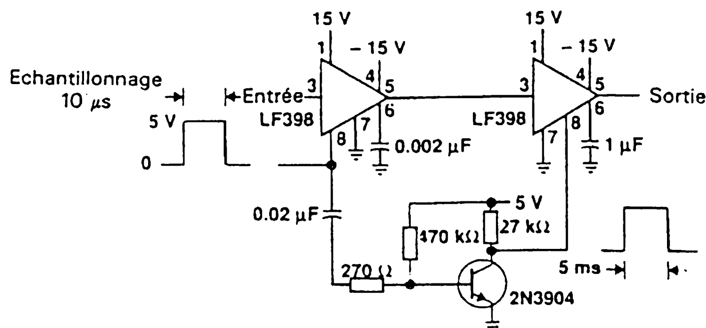
1271



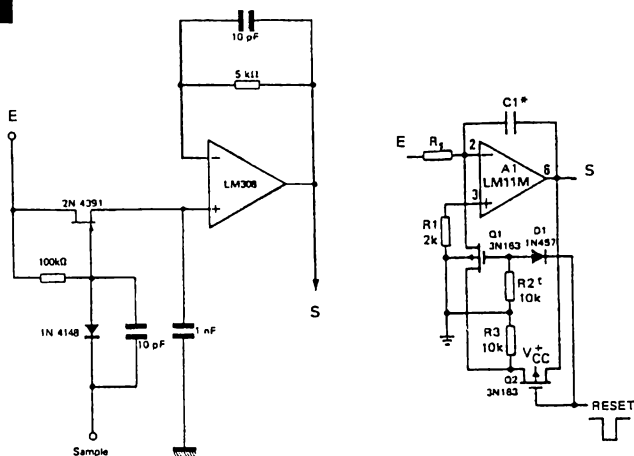
1272



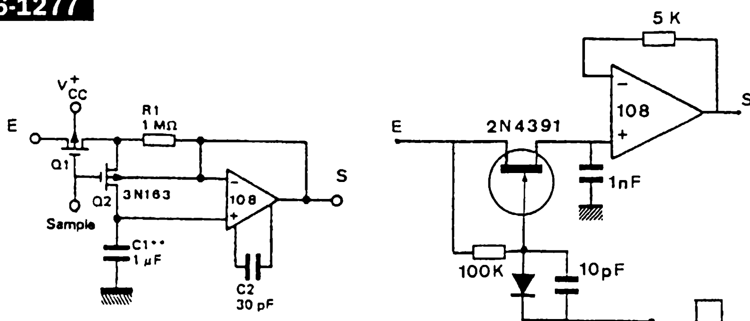
1273 ÉCHANTILLONNEURS-BLOQUEURS



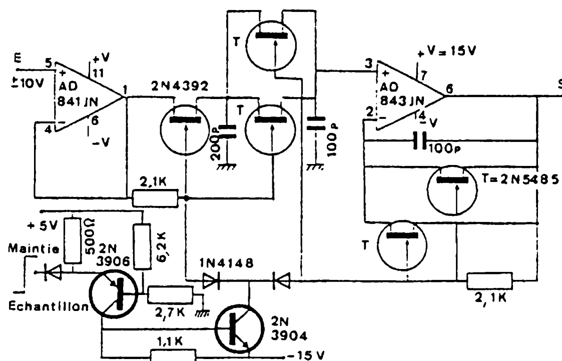
1274-1275



1276-1277

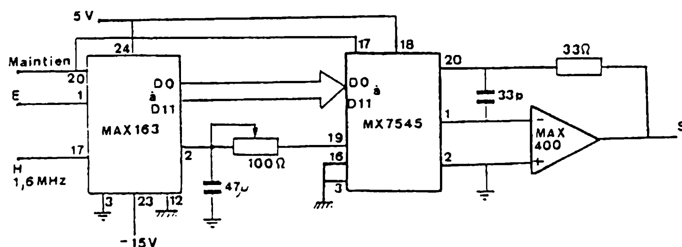


1278 ÉCHANTILLONNEURS-BLOQUEURS



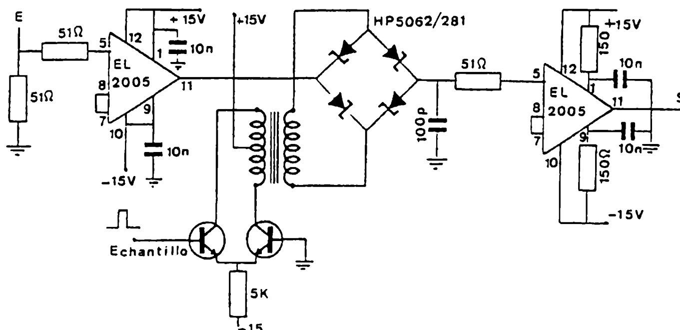
Cet amplificateur échantillonneur-bloqueur possède un temps d'acquisition inférieur à 1 µs et une fenêtre de 50 ns.

1279

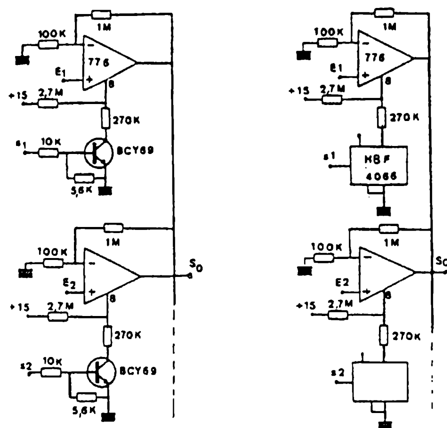


Échantillonneur-bloqueur à longue durée.
La mise en cascade d'un convertisseur analogique-numérique et d'un convertisseur numérique-analogique permet d'obtenir un échantillonneur-bloqueur dont le temps de maintien peut être très long sans perdre de niveau.

1280

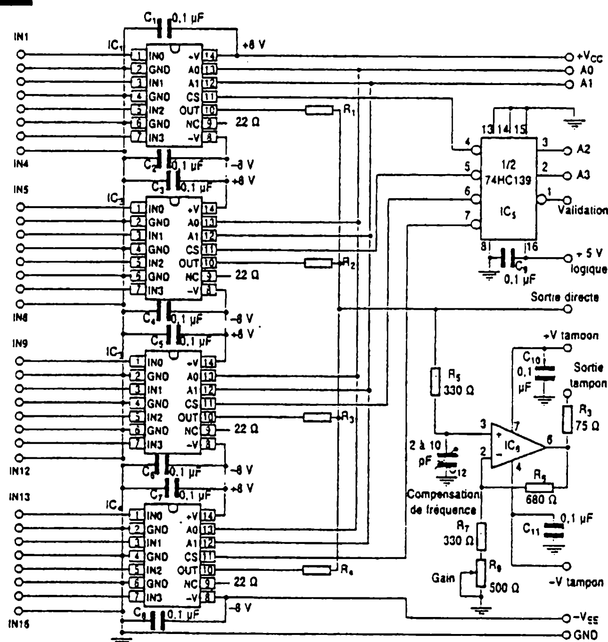


Échantillonneur-bloqueur à anneau de diodes.
L'échantillonneur-bloqueur à diodes Schottky fonctionne jusqu'à 100 MHz.



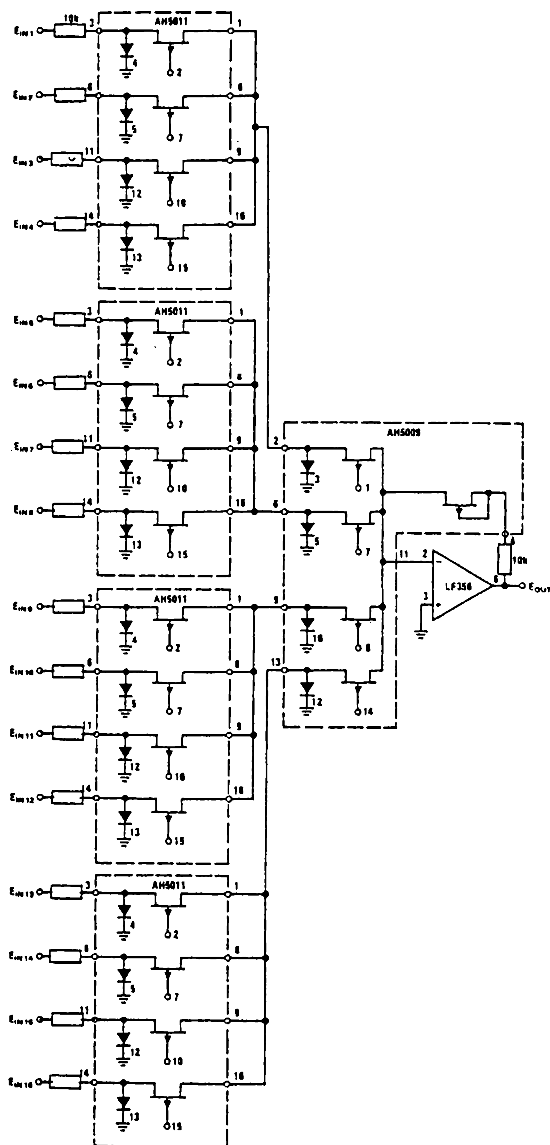
L'utilisation d'un amplificateur opérationnel programmable à forte impédance d'entrée permet de réaliser un multiplexeur amplificateur de qualité.

1283



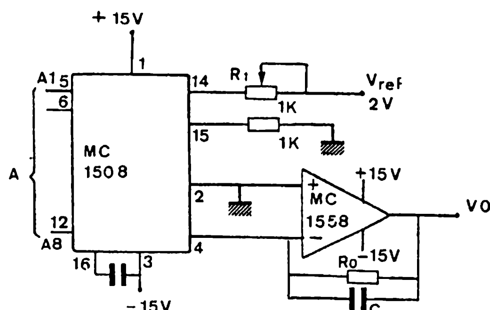
Multiplexeur 16 voies 50 MHz.

1284 MULTIPLEXEUR 16 CANAUX



Ce montage utilise des circuits J.FET à commutation rapide.
La commande s'effectue en appliquant une tension continue de 15 V sur les portes des FET.

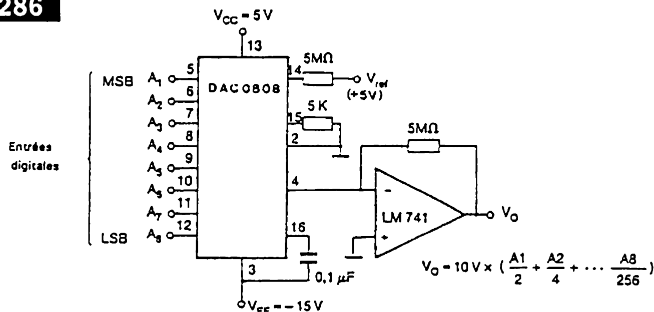
1285 CONVERTISSEURS NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE (CNA)



$$V_0 = V_{ref}\left(\frac{R0}{R1} + \frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256}\right)$$

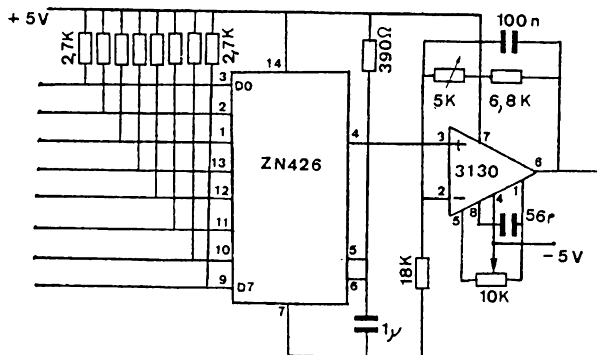
Ce montage utilise un convertisseur Motorola qui permet d'obtenir une tension proportionnelle à l'information logique (TTL ou MOS) appliquée à l'entrée.

1286



Variante utilisant le DAC 0808 de National Semiconductor.

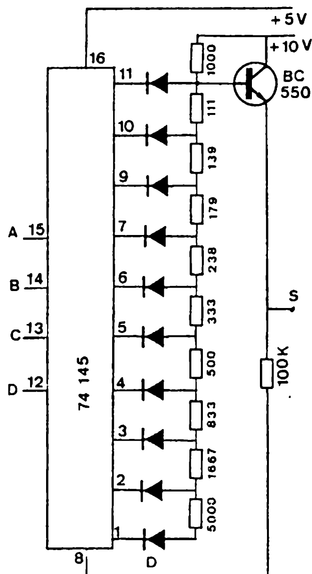
1287



Pour ce montage l'amplification sera réglée (P) pour le pas souhaité (15 mV, 255 pas = 3,825 V).

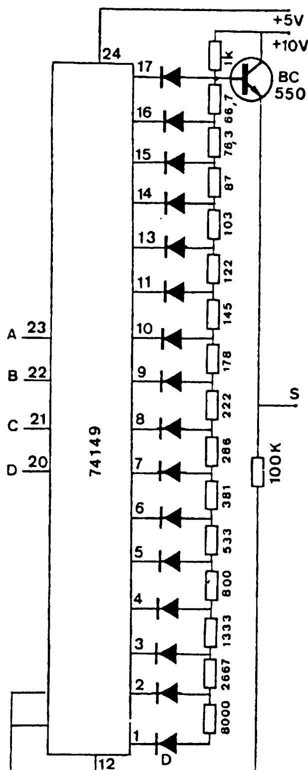
1288-1289 CONVERTISSEURS NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE (CNA)

Convertisseur 10 pas

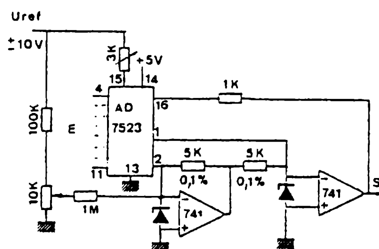


D=1N4148

Convertisseur 16 pas



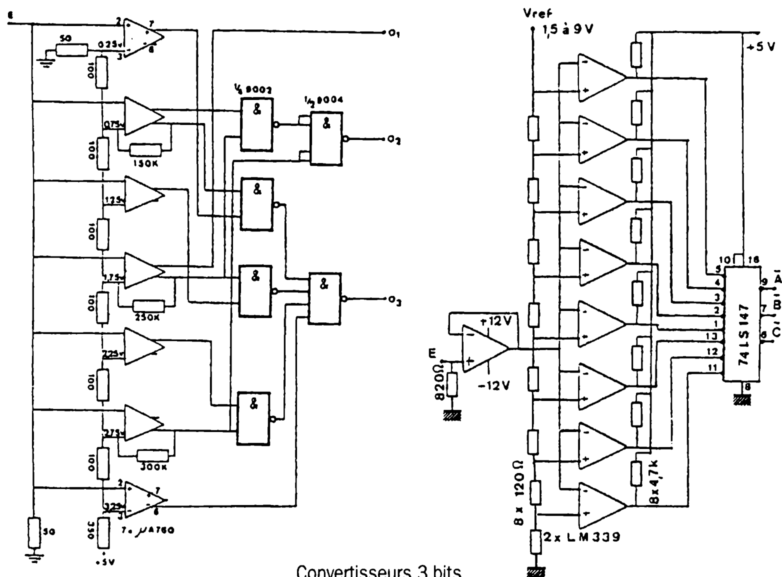
1290



4 ——► 11	Vs
11111111	-VREF $\left(\frac{127}{128}\right)$
10000001	-VREF $\left(\frac{1}{128}\right)$
10000000	0
01111111	+VREF $\left(\frac{1}{128}\right)$
00000001	+VREF $\left(\frac{127}{128}\right)$
00000000	+VREF $\left(\frac{128}{128}\right)$

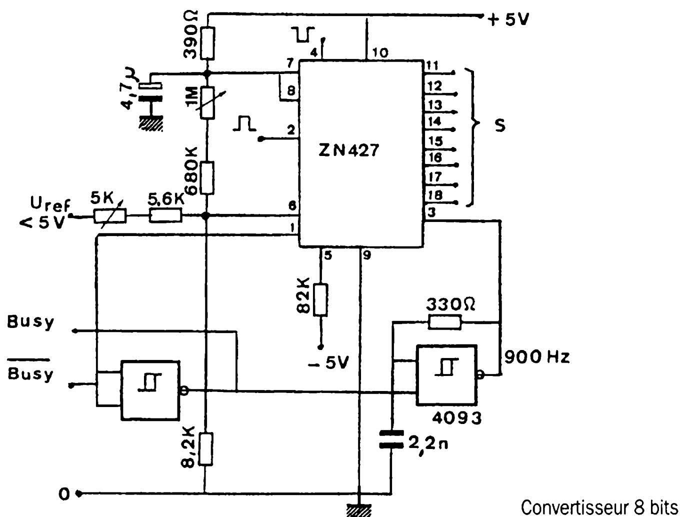
Suivant le code binaire appliqué sur les entrées, on obtient avec ce circuit une tension proportionnelle à U_{ref}. P permet le réglage du 0 V.

1291-1292 CONVERTISSEURS NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE (CNA)



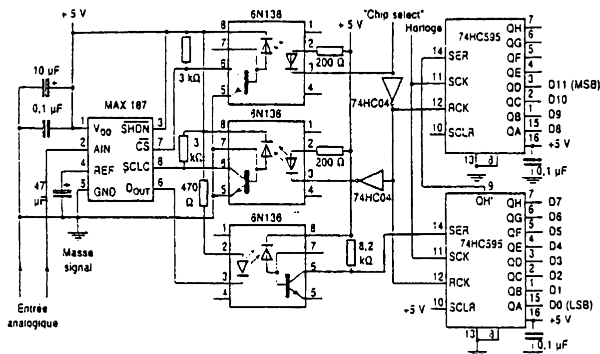
Convertisseurs 3 bits

1293



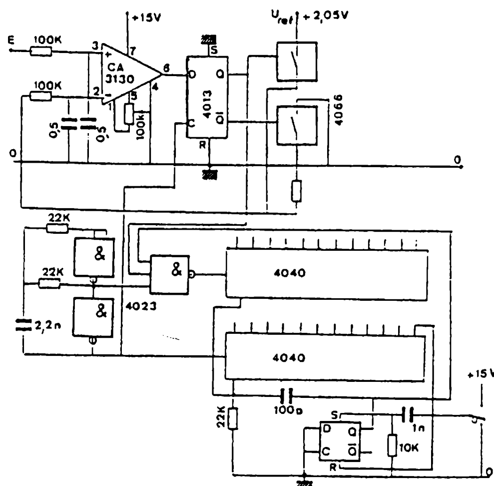
Convertisseur 8 bits

1294 CONVERTISSEURS NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE (CNA)



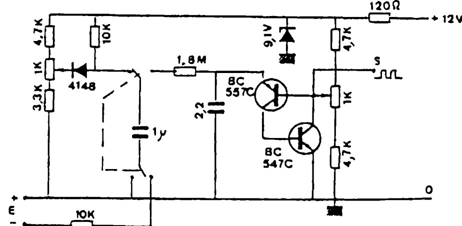
Convertisseur de puissance. L'isolement galvanique impose, outre celui des différents signaux, une indépendance totale entre les alimentations 5 V.

1295



Ce circuit délivre un nombre d'impulsions directement proportionnel à la valeur d'une tension d'entrée négative.

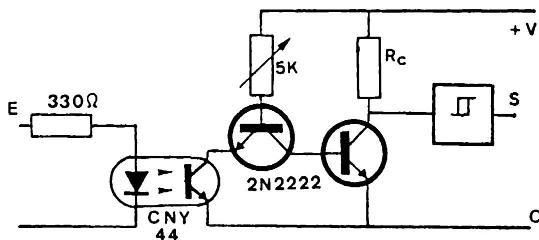
1296



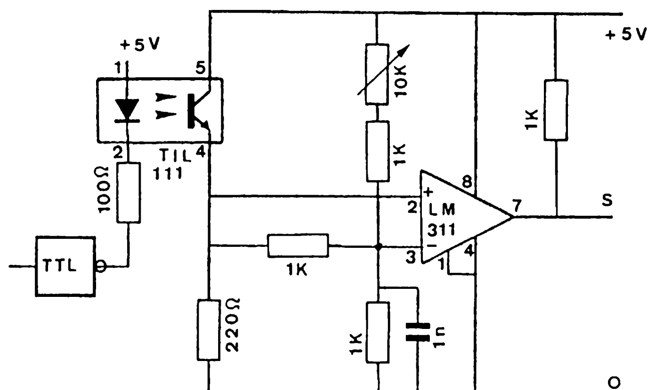
La conversion s'effectue en deux temps. S_1 étant en position 1, le condensateur C_1 se charge jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit égale à $V_a + V_f$. Puis, S_1 est mis à la position 2 afin d'obtenir des impulsions.

$$N = \frac{C_1 x V_x}{C_2 x V_b}$$

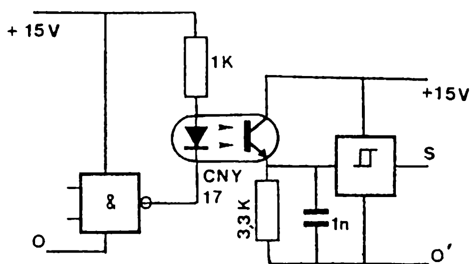
1297 **LIAISONS OPTIQUES POUR CIRCUITS LOGIQUES**



1298

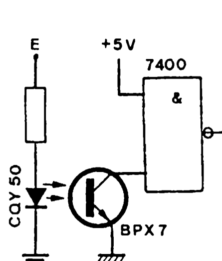


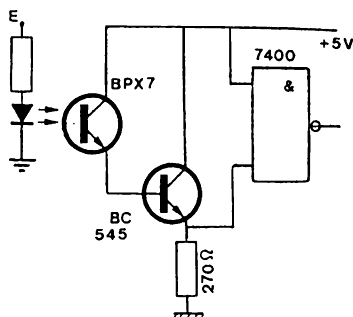
1299



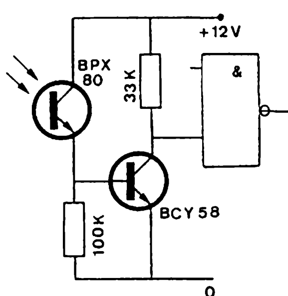
On utilise ici une porte à collecteur ouvert pour commander le photocoupleur. Le trigger de Schmitt utilisé en sortie permet une mise en forme du signal transmis.

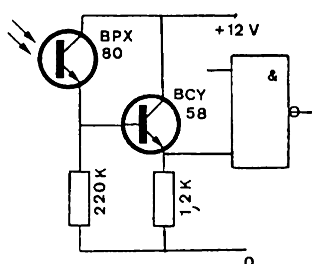
1300-1301 LIAISONS OPTIQUES POUR CIRCUITS LOGIQUES





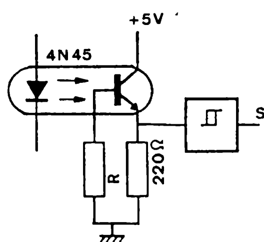
1302-1303

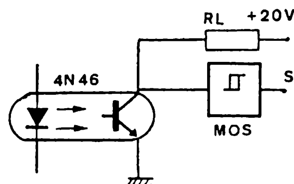




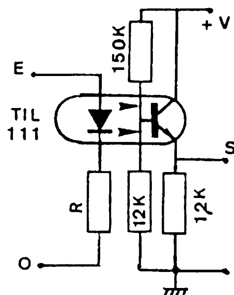
Le phototransistor éclairé fournit un niveau bas ou inversement (pour le dernier montage).

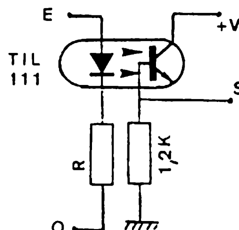
1304-1305





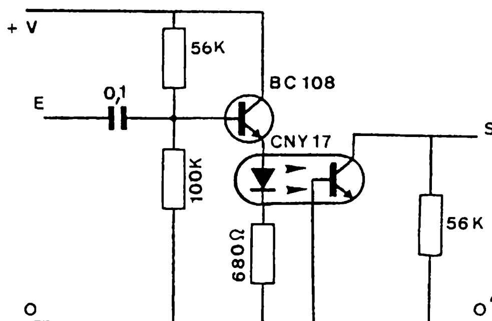
Interface TTL ou MOS.





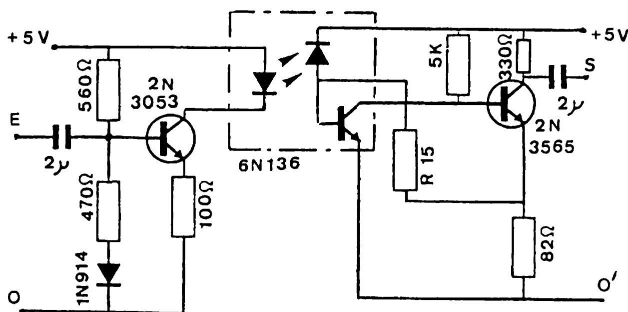
Montages classiques d'un photocoupleur TIL 111.
Le transistor peut être utilisé en photodiode si l'émetteur est laissé libre.
Le temps de commutation est alors réduit.

1308



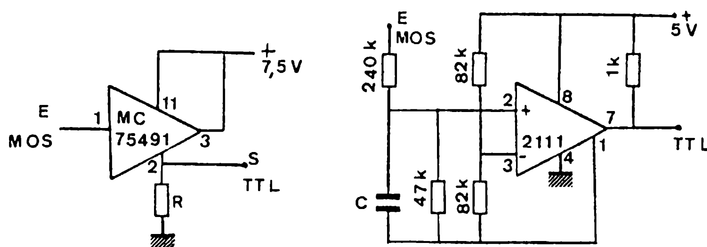
Ce montage qui n'amplifie pas a l'avantage de transmettre des signaux HF sans distorsion avec une résistance d'isolement très grande.

1309

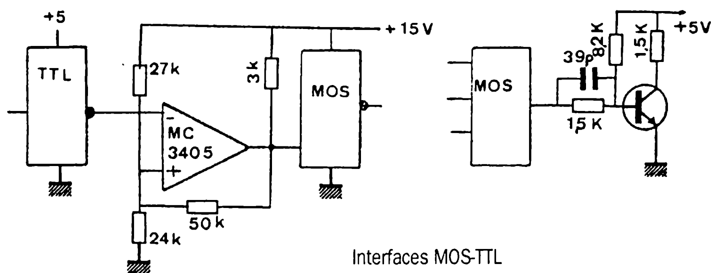


Dans cet amplificateur couplé en alternatif, le gain peut s'ajuster par R. Le gain en tension est ici de 1 avec une bande passante de 10 MHz et un isolement de 3000 V_{cc}.

1310-1311 INTERFACES POUR CIRCUITS LOGIQUES

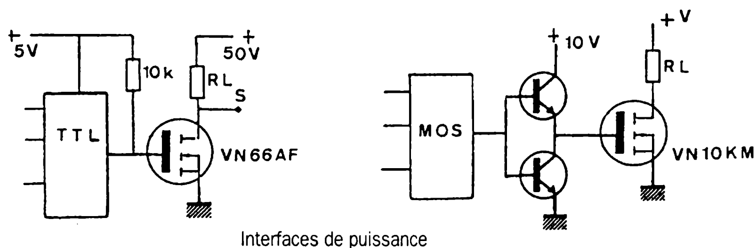


1312-1313



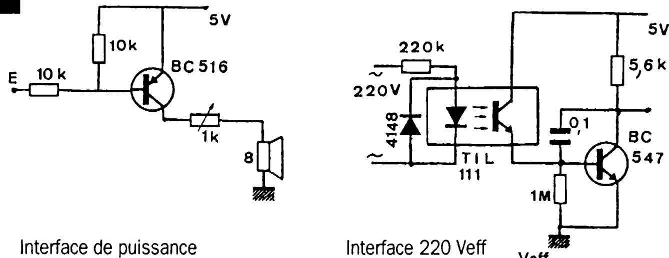
Interfaces MOS-TTL

1314-1315



Interfaces de puissance

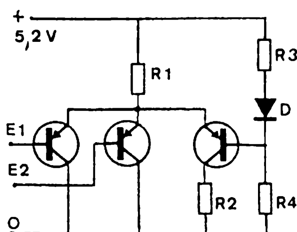
1316-1317



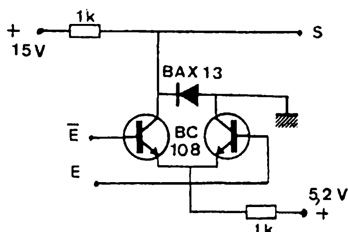
Interface de puissance

Interface 220 Veff

1318-1319 INTERFACES POUR CIRCUITS LOGIQUES

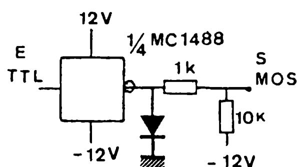


Interface ECL-TTL

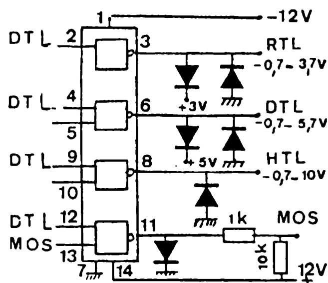


Interface CML-MOS

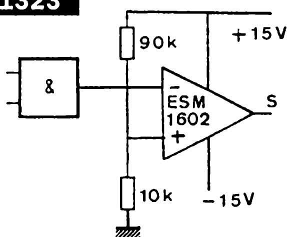
1320-1321

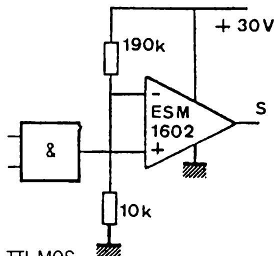


Interfaces avec amplificateur de puissance MC 1488



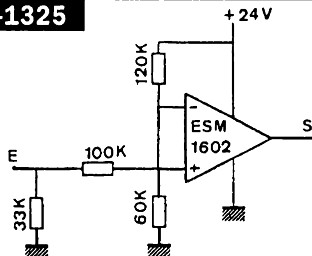
1322-1323

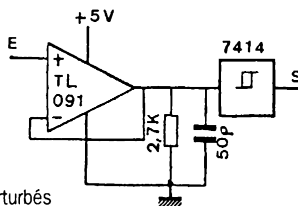




Interfaces (inverseur ou non inverseur) DTL,TTL-MOS

1324-1325

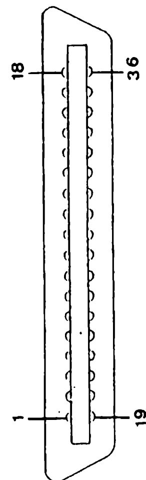


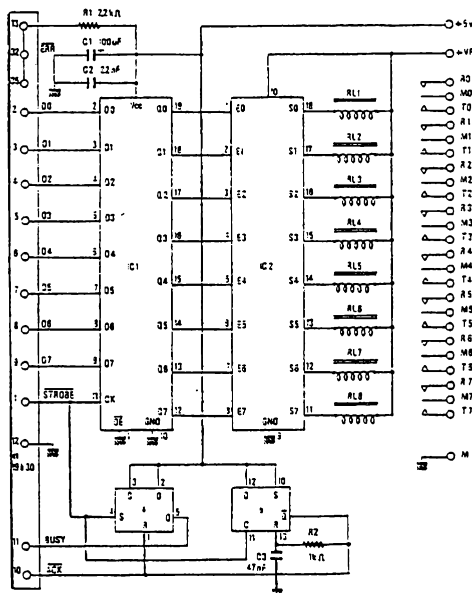


Interface pour signaux perturbés

1326 INTERFACE DE PUISSANCE POUR ORDINATEUR

N° de borne	Signal	Sens	Fonction
1	$\overline{\text{STROBE}}$	E	0 = Validation données
2	DATA 0 ou 1	E	Données (poids faible)
3	DATA 1 ou 2	E	
4	DATA 2 ou 3	E	
5	DATA 3 ou 4	E	
6	DATA 4 ou 5	E	
7	DATA 5 ou 6	E	
8	DATA 6 ou 7	E	
9	DATA 7 ou 8	E	Données (poids fort)
10	$\overline{\text{ACKNOWLEDGE}}$	S	0 = Acquittement échange
11	BUSY	S	1 = Imprimante occupée
12	PE	S	1 = Absence papier
13	-	-	
14	$\overline{\text{AUTO FEED XT}}$	E	0 = Saut ligne auto
15	-	-	
16	0V	-	Masse électrique
17	CHASSIS GROUND	-	Masse châssis
18	-	-	
19 à 30	0V	-	Masses des bornes 1 à 12
31	$\overline{\text{INIT}}$	E	0 = Initialisation imprimante
32	$\overline{\text{ERROR}}$	S	0 = Erreur (papier, non prêt)
33	0V	-	
34	-	-	
35	-	-	
36	SLCTIN	E	1 = Télécommande impossible par les codes DC1 et DC3



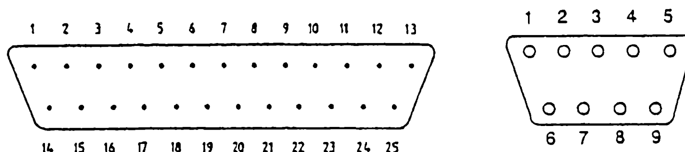


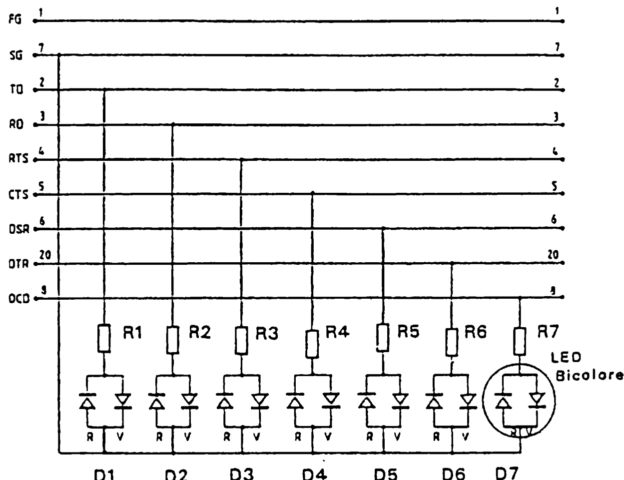
Ce montage ne nécessite aucun langage de programmation particulier ni aucun type de micro-ordinateur particulier. Il se connecte sur la sortie imprimante de n'importe quel appareil pour peu que celle-ci soit du type Centronics appelée «parallèle 8 bits».

1327 BROCHAGE ET DISPOSITIF DE CONTROLE DES LIAISONS RS 232

Broche	Nom	Fonction
1	FG	Frame Ground (masse châssis)
2	TD	Transmit Data (émission de données)
3	RD	Receive Data (réception de données)
4	RTS	Request To Send (demande d'émission)
5	CTS	Clear To Send
6	DSR	Data Set Ready (émetteur prêt)
7	SG	Signal Ground (masse des signaux)
8	DCD	Data Carrier Detect (détection de porteuse)
9	–	
10	–	
11	–	
12	(S)DCD	Secondary DCD (DCD secondaire)
13	(S)CTS	Secondary CTS (CTS secondaire)
14	(S)TD	Secondary TD (TD secondaire)
15	TC	Transmit Clock (horloge d'émission)
16	(S)RD	Secondary RD (RD secondaire)
17	RC	Receive Clock (horloge de réception)
18	–	
19	(S)RTS	Secondary RTS (RTS secondaire)
20	DTR	Data Terminal Ready (terminal prêt)
21	SQ	Signal Quality (qualité du signal)
22	RI	Ring Indicator (indicateur de sonnerie)
23	–	
24	ETC	External Transmit Clock (horloge d'émission externe)
25	–	

Broche	Nom
1	DCD
2	RD
3	TD
4	DTR
5	SG
6	DSR
7	RTS
8	CTS
9	RI





Ce dispositif permet de visualiser le niveau des sorties des prises RS 232.

1328 PROGRAMMEUR DE 68705 P3





FONCTIONS DIVERSES

Ce chapitre regroupe des schémas dont les fonctions particulières ne s'intègrent pas dans les pages précédentes.

Nous avons dans cette partie des montages :

Comparateurs (de valeurs absolues ou relatives, trois états). Un comparateur indique quand la tension d'entrée dépasse un certain seuil (ou limite) fixé par le dispositif.
Les comparateurs à fenêtre ou un détecteur à deux limites détectent le passage entre deux limites de la tension d'entrée.

Amplificateurs spéciaux (cascode, gain programmable, logarithmique). Ces amplificateurs présentent des caractéristiques particulières. Ils peuvent atténuer ou amplifier suivant une programmation logique (TTL ou MOS), ou avoir un gain non linéaire (logarithmique, exponentiel, différentiel).

Clignotants (secteur, batterie, de puissance).

Déphaseurs. Ces montages permettent d'obtenir des signaux en opposition de phase ou de déphasage réglable.

Commutateurs analogiques. Ces circuits permettent la commutation de signaux analogiques à grande vitesse. Ils sont utilisés pour le multiplexage ou les mesures (découpage électronique).

Convertisseurs (tension-fréquence, fréquence-tension, lumière-fréquence, température-fréquence, etc.). Ces montages sont généralement utilisés pour la régulation.

Gyrateurs. Un gyrateur est un quadripôle actif. Ses possibilités d'applications, et notamment l'obtention d'inductances de grandes valeurs et de très grands coefficients de surtension en basse fréquence (irréalisable avec un composant passif), ont été considérablement multipliées avec l'apparition des circuits intégrés.

Intégrateurs, différentiateurs. Un intégrateur est un dispositif qui effectue l'opération mathématique appelée intégration, puisque sa tension de sortie est proportionnelle à l'intégrale de sa tension d'entrée. On l'utilise souvent pour obtenir une rampe de tension de sortie (une tension qui croît ou décroît linéairement) à partir d'une tension constante d'entrée.
Un différentiateur est un dispositif qui effectue l'opération mathématique appelée différentiation, puisque sa tension de sortie est proportionnelle à la pente de la tension d'entrée. Généralement, un différentiateur sert à détecter le flanc antérieur et le flanc arrière d'une impulsion rectangulaire, ou à produire une sortie rectangulaire à partir d'une entrée en rampe.

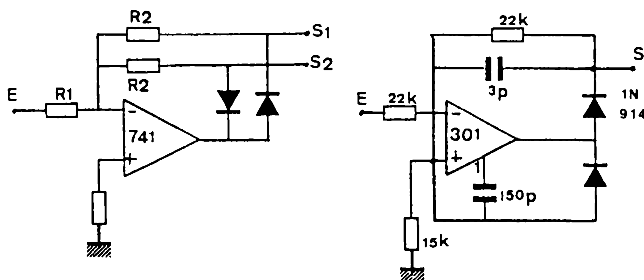
Multiplicateurs, diviseurs analogiques. Ce sont des amplificateurs particuliers qui permettent d'obtenir un signal de sortie proportionnel aux signaux d'entrées. Nous avons généralement pour ces montages

$$V_s = \frac{V_{e1} \mathrm{x} V_{e2}}{10}$$

Dispositifs pour téléphone (détecteurs de sonnerie, répétiteurs de sonnerie, capteurs téléphonique, etc.).

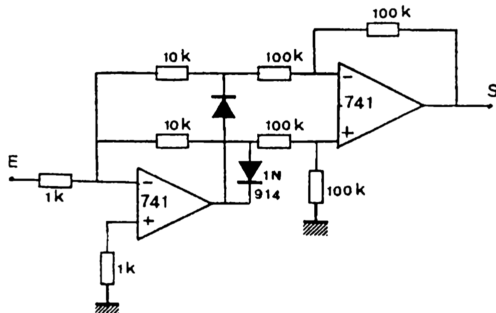
Circuits pour les loisirs (jeux de lumière, générateurs sonores, etc.).

1329-1330 REDRESSEURS SANS SEUIL



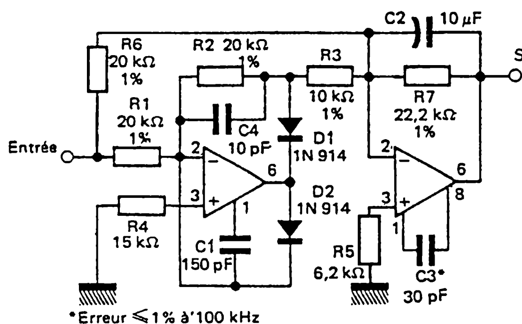
Les diodes incorporées dans le circuit de contre-réaction des amplificateurs opérationnels permettent de fixer deux gains différents suivant le signe de la tension d'entrée. L'un des deux peut être nul.

1331 REDRESSEMENT DOUBLE ALTERNANCE



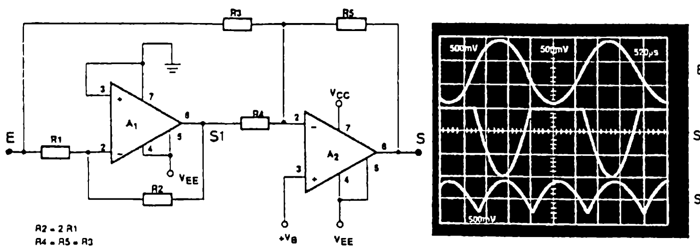
Avec ce montage, qui effectue le redressement sur les deux alternances du signal d'entrée, nous n'avons plus de seuil des diodes, ce qui permet un redressement parfait. Un condensateur en parallèle sur R permet de filtrer le signal de sortie.

1332



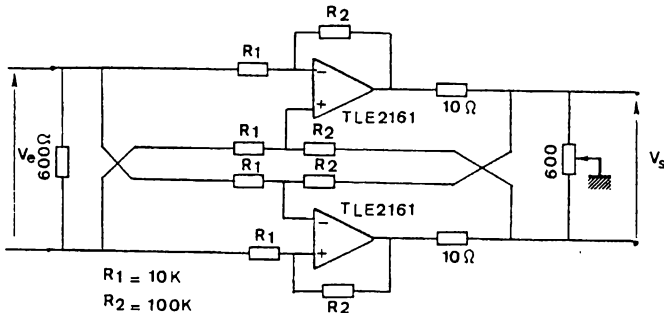
Ce montage est une variante qui peut être utilisée comme convertisseur rapide alternatif-continu avec une erreur inférieure à 1 % à 100 kHz

1333 REDRESSEMENT SIMPLE AVEC ADDITIONNEUR



L'association de deux NE 5230 (Philips) permet d'obtenir un redressement double alternance sans diode.

1334 TRANSFORMATEUR ACTIF

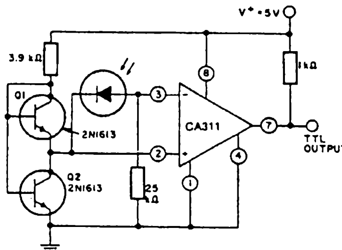


Ce montage proposé par Texas Instrument peut être utilisé comme transformateur actif avec un gain de 20 dB

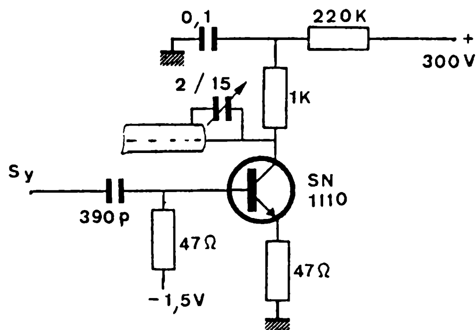
$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

et une gamme de fréquence de 0 à 600 kHz.

1335 COMPARATEUR À PHOTODIODE DE PRÉCISION

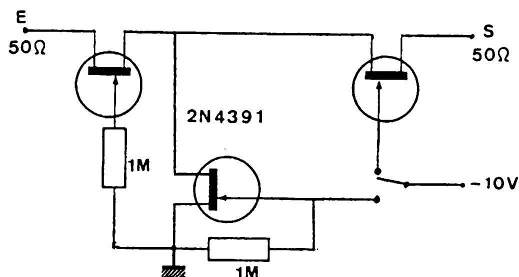


1336 LIGNE À RETARD



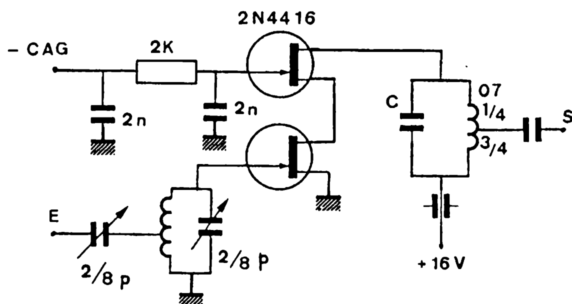
Dans ce montage à transistor à avalanche, le morceau de câble joue le rôle de ligne à retard. Ce circuit permet des impulsions de forte puissance d'une durée de l'ordre de la nanoseconde.

1337 COMMUTATEUR HAUTE FRÉQUENCE



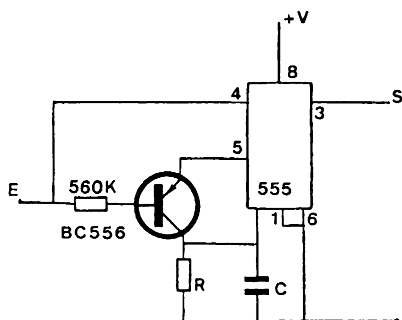
Le 2N4391 ayant une faible résistance à l'état passant et une haute impédance à l'état bloqué, permet la réalisation de ce commutateur vidéo.

1338 AMPLIFICATEUR CASCODE



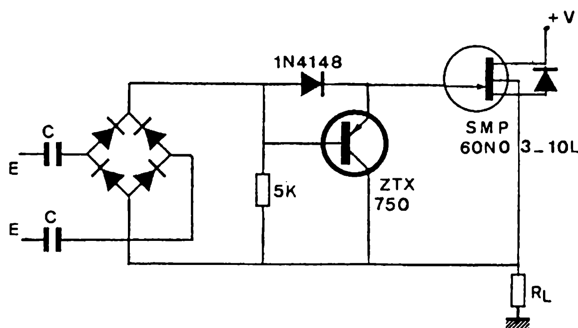
Ce montage permet un gain en puissance de 17 dB, d'un signal haute fréquence (200 MHz) avec la possibilité d'une commande automatique du gain (GAG).

1339 LIGNE À RETARD LONGUE DURÉE



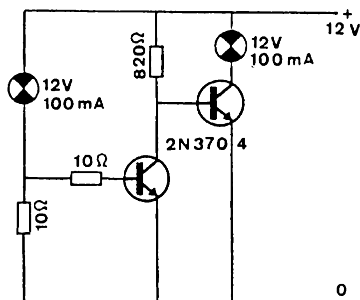
Ce dispositif permet de retarder une impulsion de 100 µs à 100 s ($t = 0{,}7\ RC$).

1340 RELAIS STATIQUE À COMMANDE ISOLÉE



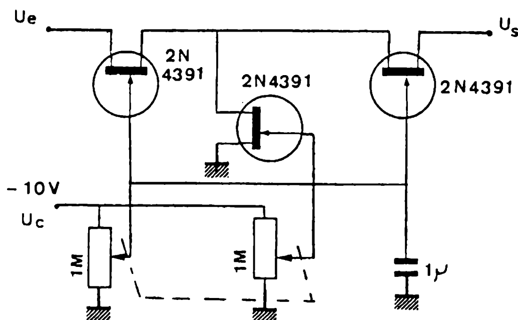
Le relais statique à commande isolée permet de contrôler par de faibles signaux des charges dans lesquelles passent des intensités importantes.

1341 TEMOINS DE SECOURS



Ce montage provoque automatiquement l'allumage de l'une des lampes dans le cas de défaillance de l'autre.

1342 ATTÉNUATEUR COMMANDE EN TENSION



En commandant la tension de la grille du TEC, on peut régler la résistance interne de celui-ci et par conséquent faire varier le taux d'atténuation.

1343-1344 ATTÉNUATEURS ET AMPLIFICATEURS À GAIN PROGRAMMABLE

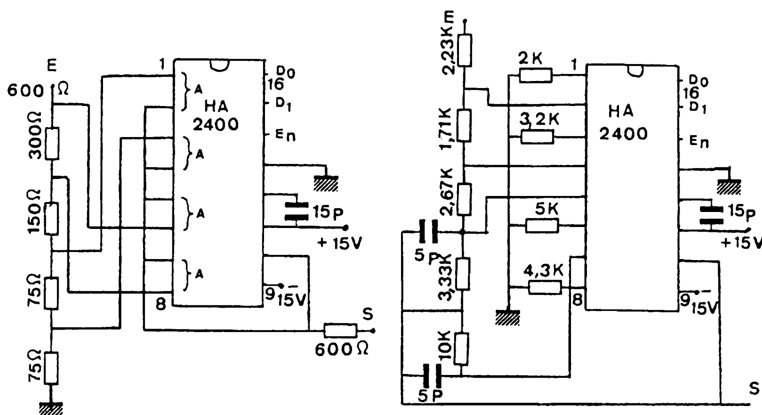
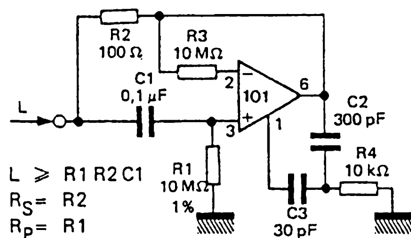


Table de vérité

D_0	D_1	E_n	V_s
0	0	1	A_1
1	0	1	A_2
0	1	1	A_3
X	X	0	bloqué

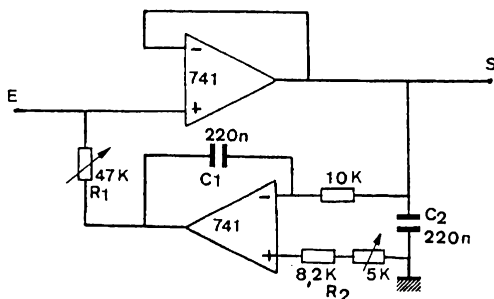
Ces montages proposés par Harris Semi-conducteur, utilisent un circuit comprenant quatre amplificateurs dont les sorties sont commutées par une commande digitale TTL. Pour le premier montage, l'atténuateur sera de 1, 2, 4, 8 et pour le deuxième montage l'amplification sera de 1, 2, 4, 8.

1345 INDUCTANCE SIMULÉE



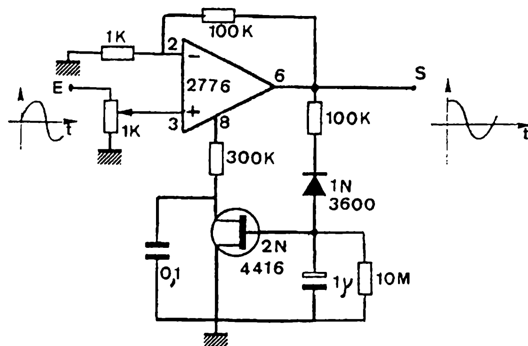
Le montage présente une impédance d'entrée équivalente à une inductance $L = CR_1R_2$ de résistance série égale à R_2 et de résistance parallèle R_1.

1346 INDUCTANCE ACTIVE VARIABLE



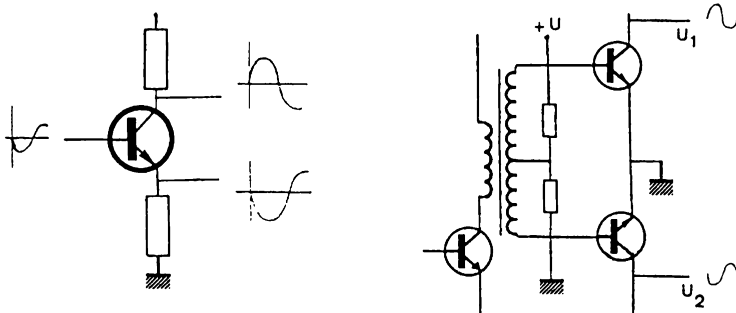
Dans ce montage, on fera $R_1C_1 = R_2C_2 = K$. Dans ce cas, l'impédance du circuit sera $Z_e = j\,P_1K$ ce qui correspond à une inductance variable $L = P_1K$. Pour un bon fonctionnement on prendra $5{,}6\ k < R_1 < 22\ k$. R_2 permettra la mise au point de la valeur de L.

1347 DÉPHASEUR

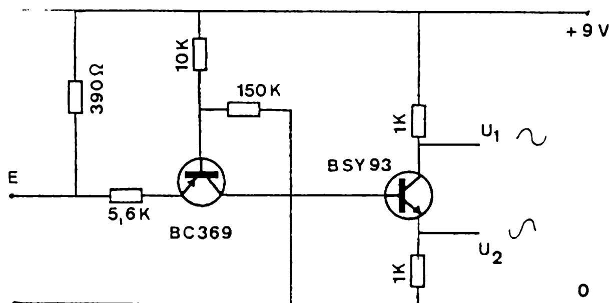


Ce montage donne une rotation de phase constante et une amplitude constante du signal de sortie pour une gamme de fréquences allant de 1 kHz à 10 kHz.

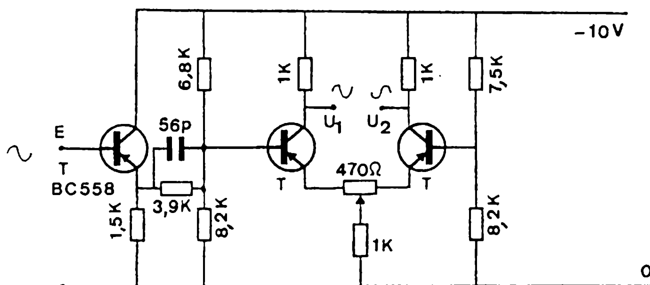
1348-1349 DÉPHASEURS À TRANSISTORS



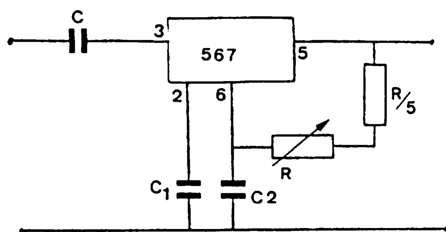
1350



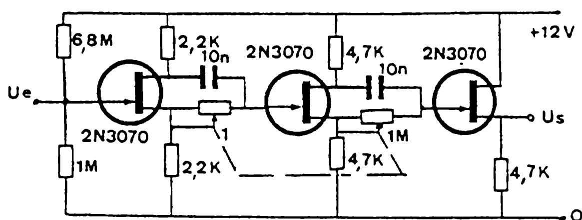
1351



1352 RÉSEAU DÉPHASEUR 0 À 180°

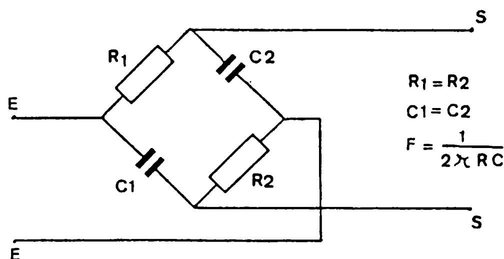


1353 DÉPHASEUR VARIABLE

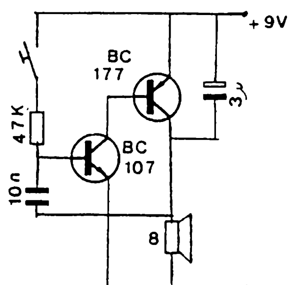


Le premier étage produit un déphasage de 0 à 180° et le second également, soit au total 360°.
Le dernier FET est un étage de liaison avec une impédance de sortie de 4,7 kΩ.

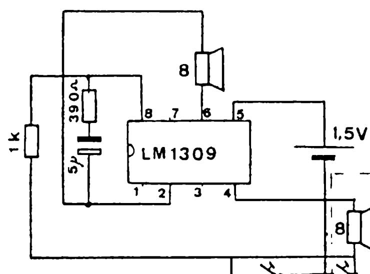
1354 DÉPHASEUR PASSIF



1355 « MORSE TRAINER «



1356



Lettres

A	.-
B	-...
C	-.-.
D	-..
E	.
F	..-.
G	--.
H	....
I	..
J	.---
K	-.-
L	.-..
M	--
N	-.
O	---
P	.--.
Q	--.-
R	.-.
S	...
T	-
U	..-
V	...-
W	.--
X	-..-
Y	-.--
Z	--..

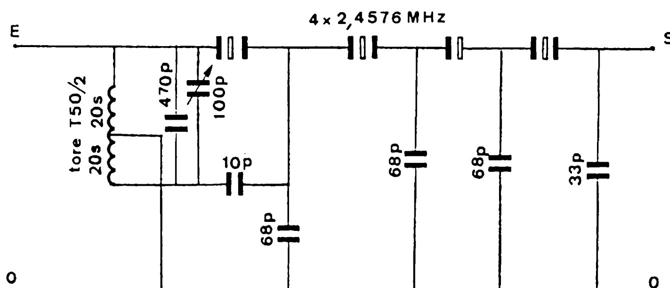
Chiffres

1	.----
2	..---
3	...--
4	....-
5	.....
6	-....
7	--...
8	---..
9	----.
0	-----

Ponctuation

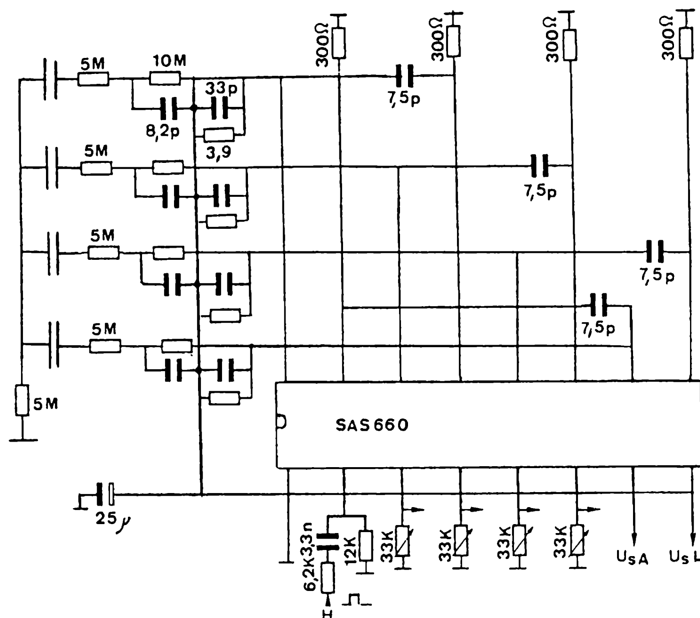
point	.-.-.-
virgule	--..--
point d'interrogation	..--..
trait d'union	-....-
deux-points 1)	---...
soulignage 2)	..--.-
apostrophe	.----.
guillements	.-..-.
ouverture de parenthèse	-.--.
fermeture de parenthèse	-.--.-
signe d'égalité 3)	-...-
signe plus	.-.-.
signe de multiplication	-..-
barre de fraction	-..-.
signe de séparation (dans une fraction par exemple)	.-..-

1357 FILTRE POUR SIGNAUX MORSE (TTY/CW)

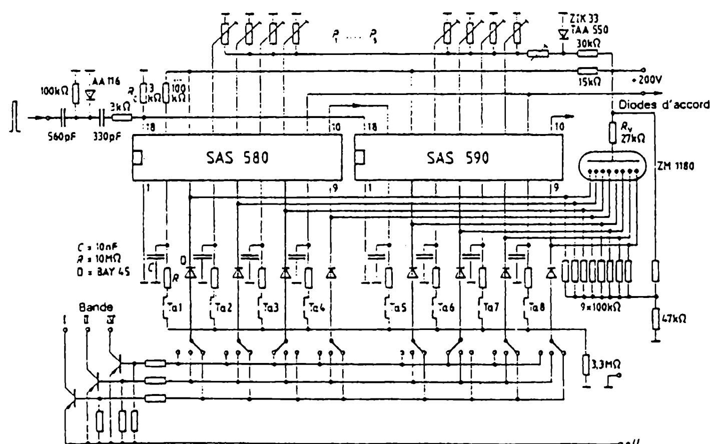


Ce filtre TTY (télétype) ou CW (carrier wave) a une largeur de bande passante de 100 Hz.

1358 COMMUTATEURS À EFFLEUREMENT

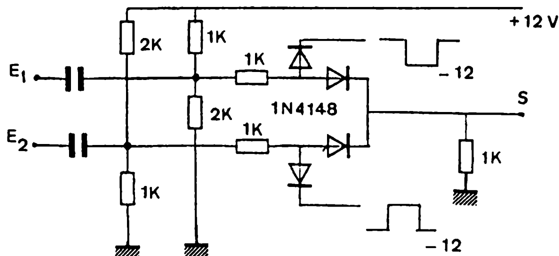


1359



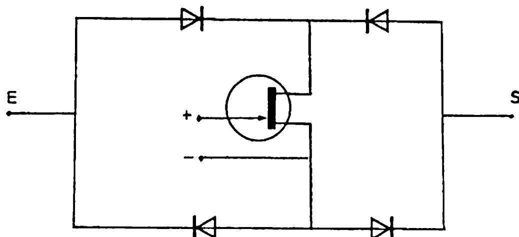
Ce circuit est principalement employé en tant que mémoire de canal pour les réglages des postes de radio et de télévision. Les 4 étages peuvent être sélectionnées au doigt grâce à l'utilisation de senseurs de proximité.
La tension d'accord est transmise à la sortie correspondante.

1360 COMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE



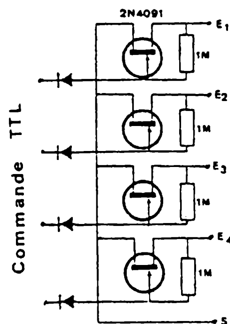
La commande de ce commutateur s'effectue à l'aide de deux signaux rectangulaires en opposition de phase. Ainsi D_1 conduit lorsque D_3 est bloquée et réciproquement. On transmet donc tour à tour le signal E_1 puis E_2.

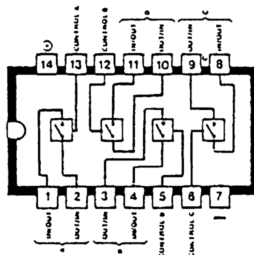
1361 COMMUTATEUR ANALOGIQUE



En augmentant la tension gate-source, le FET devient conducteur. Pour des applications autres qu'en blocage-saturation, des précautions doivent être prise au niveau de la puissance dissipée par le transistor.

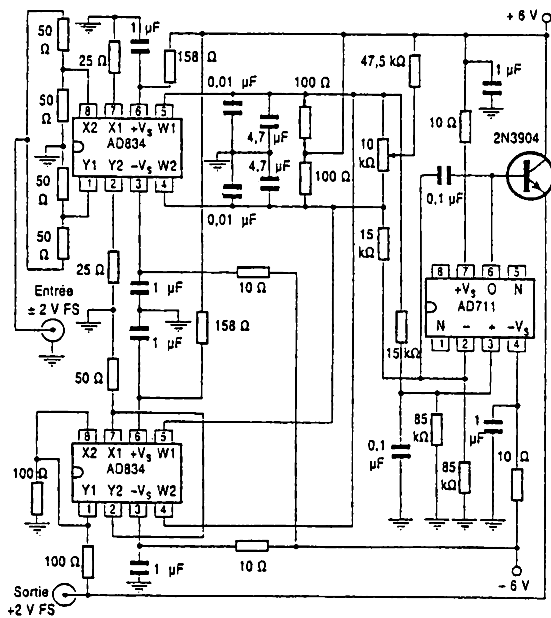
1362-1363 COMMUTATEUR 4 VOIES



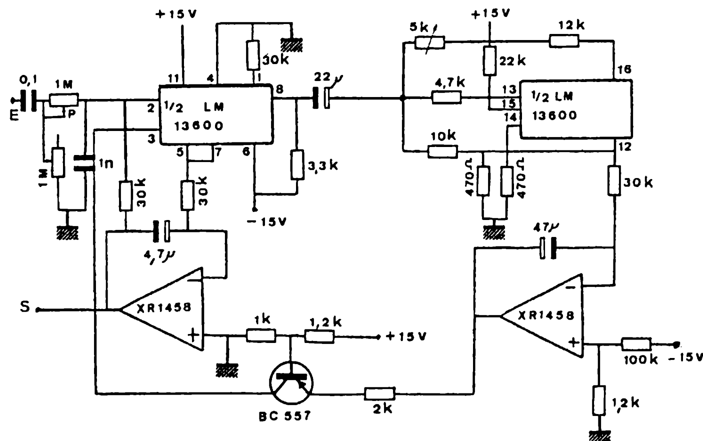


A partir d'une commande TTL, ces circuits permettent de commuter quatre signaux logiques ou analogiques.

1364 CONVERTISSEURS RMS (Tension efficace en tension continue)

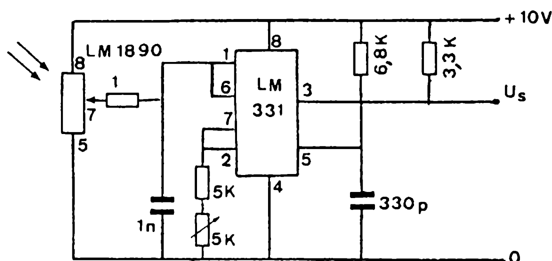


1365



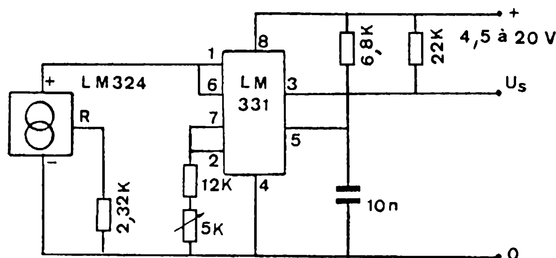
Le premier montage est un convertisseur haute fréquence (340 Hz à 500 MHz) qui permet d'obtenir en sortie, une tension continue proportionnelle à la tension efficace d'entrée.
Le deuxième montage proposé par Exar, permet d'obtenir une tension de sortie correspondant exactement à la valeur moyenne quadratique de la tension d'entrée. (RMS *Root Mean Square).*

1366 CONVERTISSEUR LUMIÈRE-FRÉQUENCE



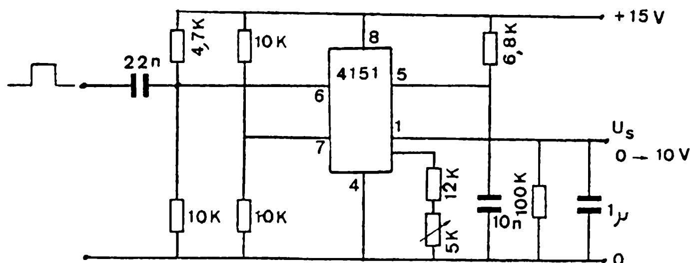
Le convertisseur tension-fréquence LM 331 est commandé ici par une cellule qui permet de faire varier la tension d'entrée du convertisseur en fonction de l'éclairement.
La fréquence du signal obtenue est de 100 kHz pour un éclairement maximal.

1367 CONVERTISSEUR TEMPÉRATURE-FRÉQUENCE



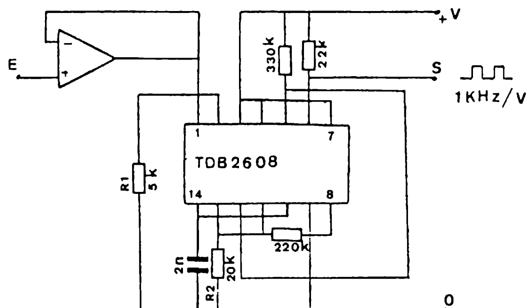
Dans ce montage, on commande un convertisseur tension-fréquence avec une source de courant ajustable (LM 234). Un échauffement interne de ce composant provoquera une variation de tension à ses bornes, d'où une variation de fréquence en sortie (10 Hz/K).

1368 CONVERTISSEUR FRÉQUENCE-TENSION



Ce montage très linéaire a un facteur de conversion de 1 V/kHz. Il doit être commandé par une tension rectangulaire. P permet d'étalonner le montage pour obtenir 0 V à 0 Hz.

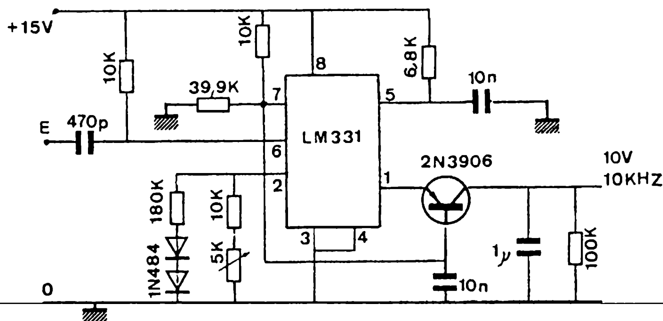
1369 CONVERTISSEUR TENSION-FRÉQUENCE



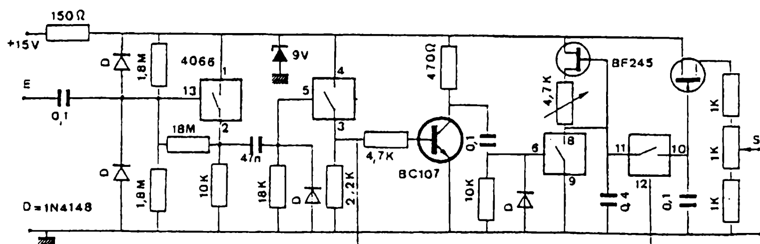
Pour obtenir une meilleure stabilité en température, on peut remplacer R_2 par une diode zéner ($V_z < 10$ V). Dans ce cas :

$$F = \frac{V_1}{20\, V_z R_1 C} \text{ avec } R_2 \text{ nous avons } F = \frac{200\, V_1}{R_1 R_2 C}$$

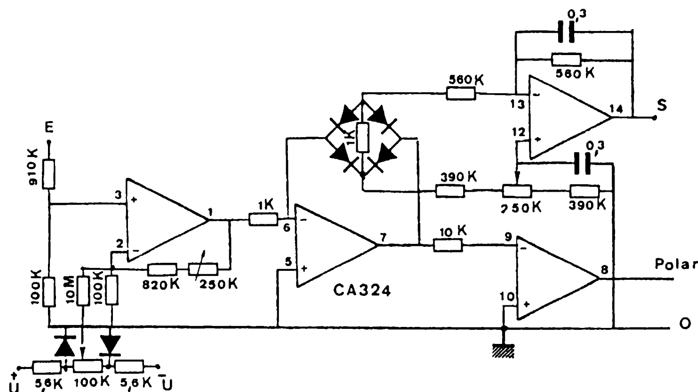
1370 CONVERTISSEURS FRÉQUENCE-TENSION



1371

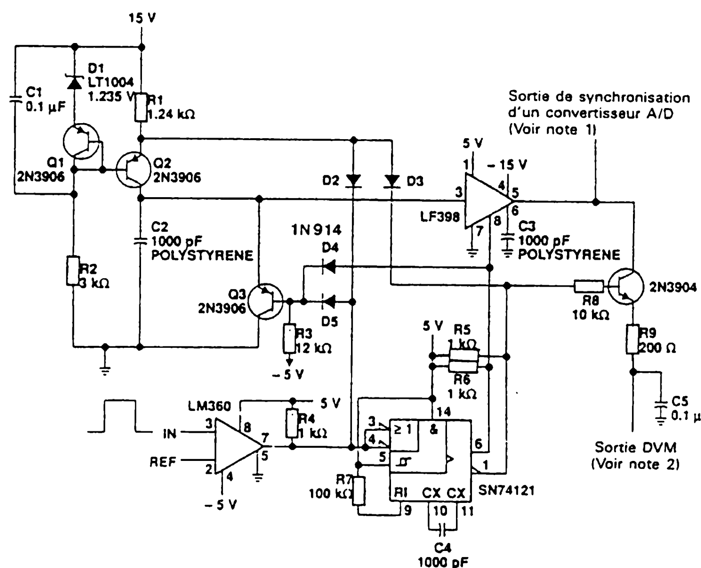


1372 CONVERTISSEUR DE POLARITÉ



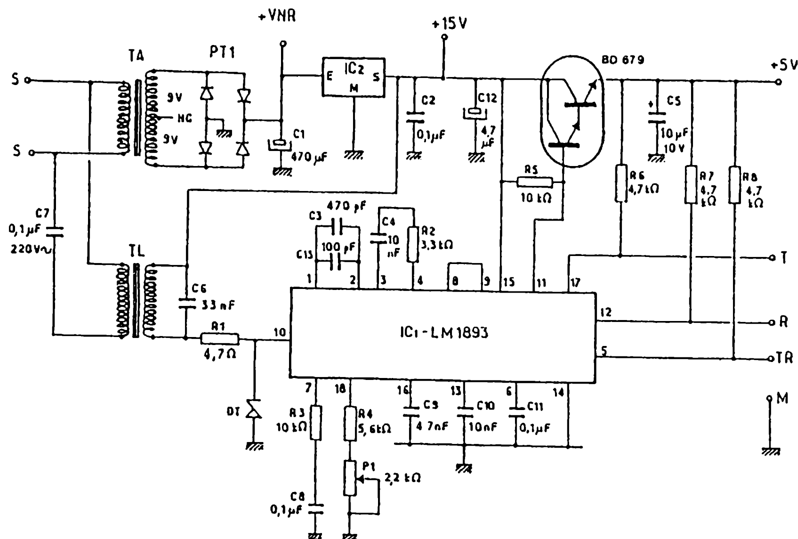
Ce montage permet d'obtenir en sortie, une tension positive quelle que soit la tension d'entrée.

1373 CONVERTISSEUR DE DURÉE D'IMPULSION EN TENSION



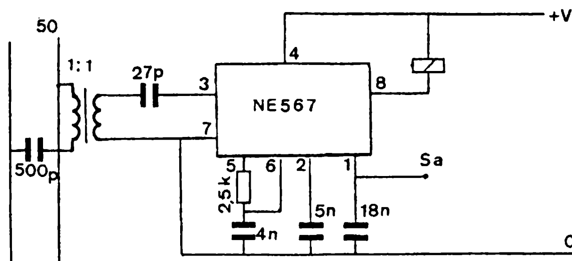
Le LF 398 (National Semiconductor) est un amplificateur échantillonneur/bloqueur de précision.

1374 TÉLÉCOMMANDE À COURANT PORTEUR



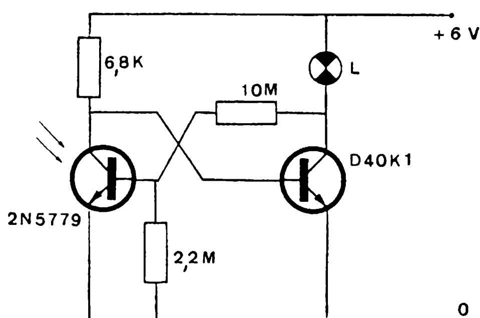
Cette télécommande utilise le réseau EDF. Un module (émetteur/récepteur) fournit ou reçoit des signaux logiques TTL. Le circuit doit être commandé par un codeur (émission) ou un décodeur (réception). R = Sortie des signaux reçus. T = Entré du signal à émettre. TR = Sélection émission (TR = H) ou réception TR = L.

1375 TÉLÉCOMMANDE PAR FIL SECTEUR



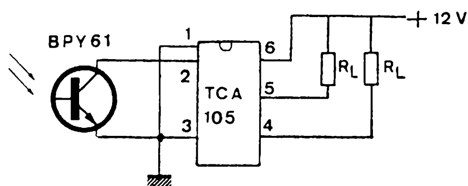
On utilise pour commander le décodeur de tonalité NE 567, un signal modulé transmis par les fils du secteur. On peut commander en sortie un relais ou obtenir sur la broche 1 le signal audio qui module la fréquence centrale F_0 = 100 kHz.

1376 ÉCLAIRAGE AUTOMATIQUE SUR LA BATTERIE



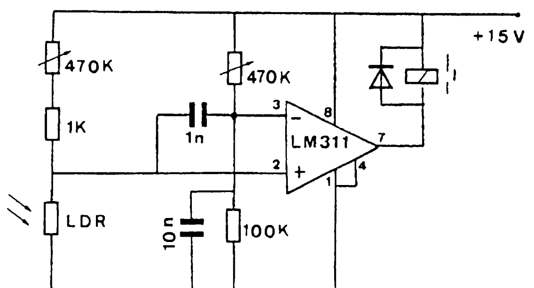
Dans l'obscurité, le transistor est bloqué et le transistor D40KI (2N3055) est saturé ce qui permet l'allumage de L. Celle-ci peut être remplacée par un relais afin de commander une plus grande puissance.

1377 COMMUTATEUR OPTIQUE



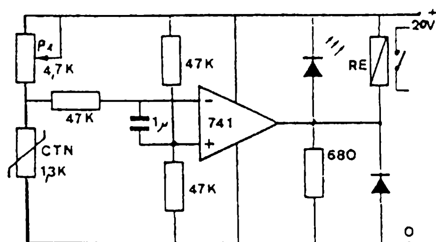
Par l'intermédiaire du phototransistor BPY 61 l'intensité lumineuse permet de déclencher le commutateur intégré Siemens.

1378 INTERRUPTEUR CRÉPUSCULAIRE



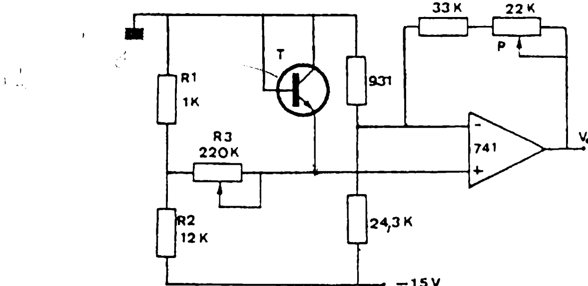
Le relais est alimenté si la LDR est suffisamment éclairée. Si l'on place la LDR à la place de R_2, c'est un excès de lumière qui sera détecté.

1379 THERMOSTAT ÉLECTRONIQUE



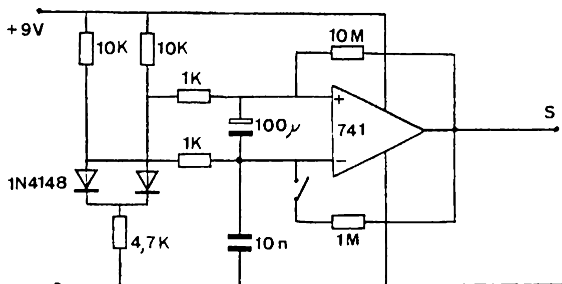
Ce montage qui emploie une résistance CTN permet d'activer un relais commandant un circuit de chauffage. L'étalonnage de P_1 permet de régler le thermostat.

1380 SONDE DE TEMPÉRATURE



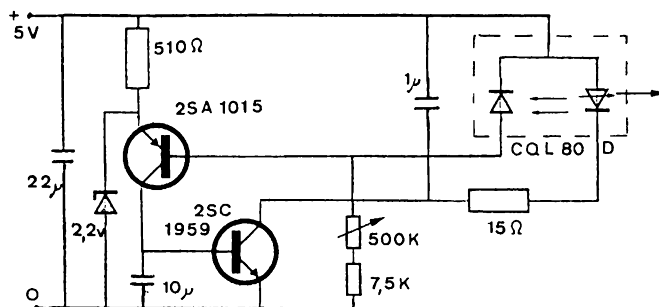
La tension aux bornes de la jonction base-émetteur d'un transistor varie linéairement en fonction de la température avec un coefficient d'environ – 2mV/°C. Cette variation de tension est appliquée à l'amplificateur. P règle l'échelle à 100 mV/°C en sortie, R_3 règle le courant dans la jonction amenant la tension de sortie à 0 V pour 0 °C.

1381 INTERRUPTEUR THERMIQUE

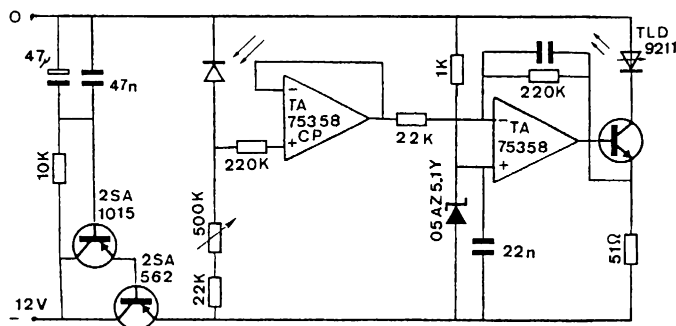


La variation de température de l'une des deux diodes provoque un changement d'état de la sortie de l'amplificateur. S_1 fermé permet d'ajuster P afin de compenser les différences dans les chutes de tension des diodes, ainsi que la tension d'offset. On fera $V_o = V_{cc}/2$.

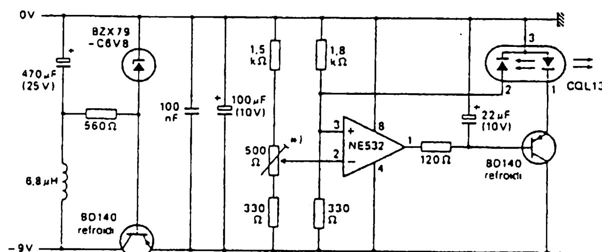
1382 COMMANDES DE DIODES LASER



1383

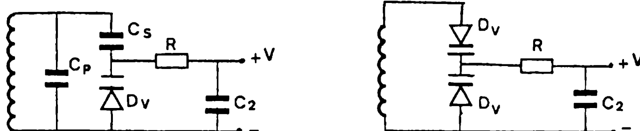


1384



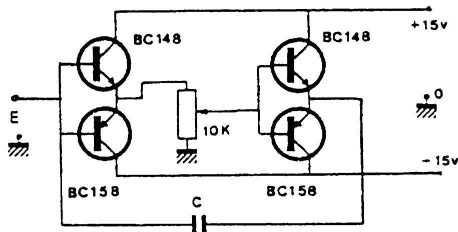
Le laser collimaté CQL 13 (RTC), est constitué d'un dispositif LASER associé à une photodiode PIN de contrôle, dans un boîtier hermétique, et d'un jeu de lentille qui collimate la divergence du faisceau LASER. La photodiode PIN, associée au laser, est placée dans son boîtier, dans l'axe, derrière le cristal émetteur afin de détecter les signaux pour lecture ou en tant que capteur permettant d'asservir le niveau de puissance de sortie.

1385-1386 CIRCUITS RESONNANTS À VARICAPS



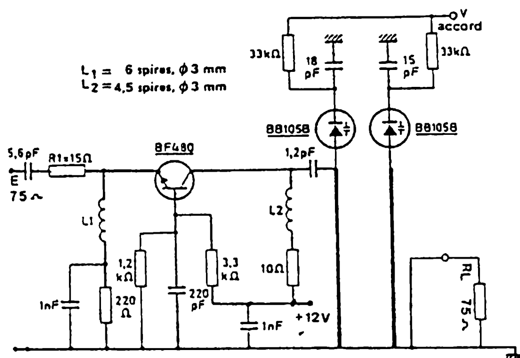
Dans ces montages, la polarisation des diodes «varicaps» est effectuée à travers une résistance R associée au condensateur C_s de capacité élevée par rapport à D_v, ce qui constitue un filtre passe-bas qui interdit aux fréquences élevée du circuit résonnant, de venir perturber les tensions de commande.

1387 CAPACITE VARIABLE À TRANSISTORS



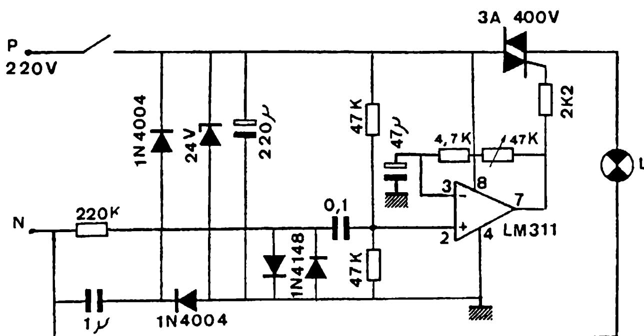
Ce montage se comporte comme une capacité variable. La manoeuvre du potentiomètre permet d'ajuster, dans un rapport élevé (1 à 1000), la capacité présente à l'entrée. La valeur minimale que l'on peut obtenir est fonction de *C*.

1388 AMPLIFICATEUR VHS AVEC ACCORD À VARICAPS

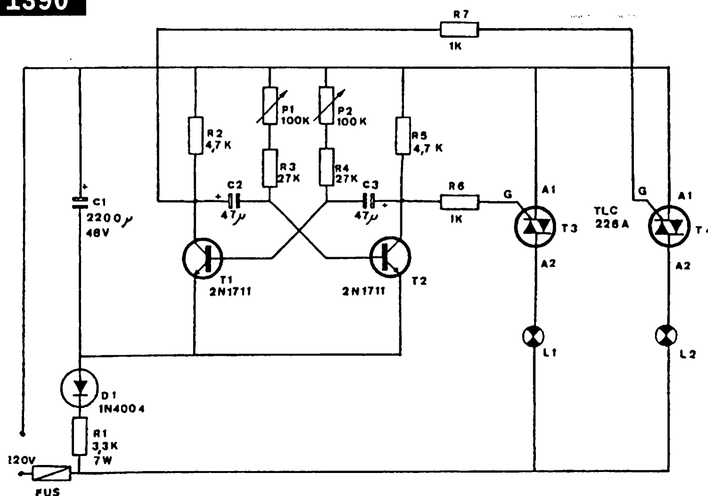


Ce montage proposé par RTC, a une bande passante à – 3 dB de 25 MHz pour F_i = 800 MHz. Son gain est de 10 dB.

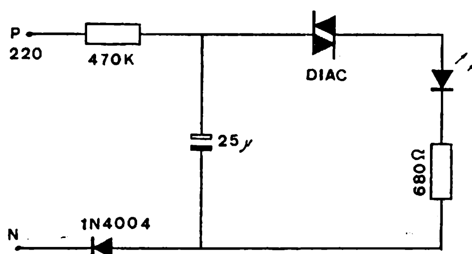
1389 CLIGNOTANTS



1390

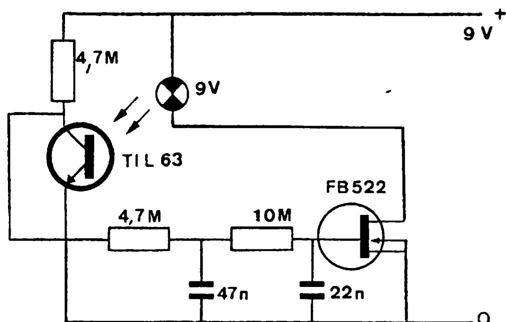


1391



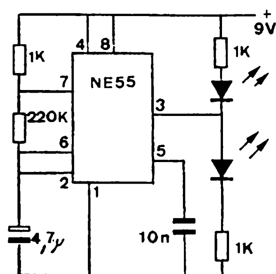
Ce montage fonctionne sur le secteur. Il peut être utilisé pour repérer une issue de secours.

1392 CLIGNOTANTS

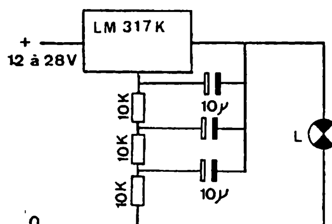


La souplesse de ce clignotant réside dans le fait qu'il ne fonctionne pas par tout ou rien, mais d'une manière sinusoïdale.
La fréquence de fonctionnement est de 1 ou 2 Hz.

1393-1394

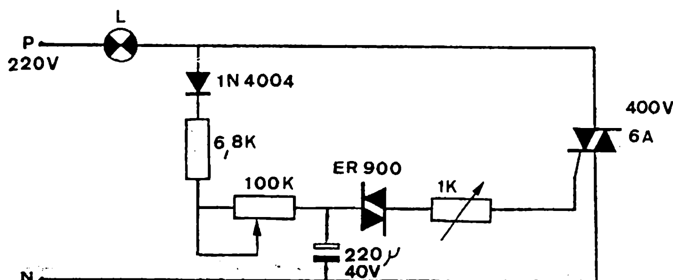


Clignotant alterné à LED



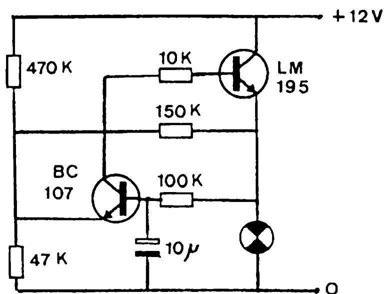
Clignotant avec régulateur

1395



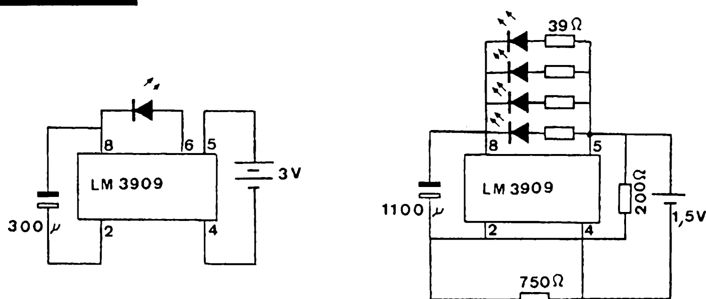
La diode D permet de charger le condensateur.
Le temps de charge de ce condensateur est relativement long de sorte que la lampe clignote pendant quelques périodes.

1396 CLIGNOTANTS



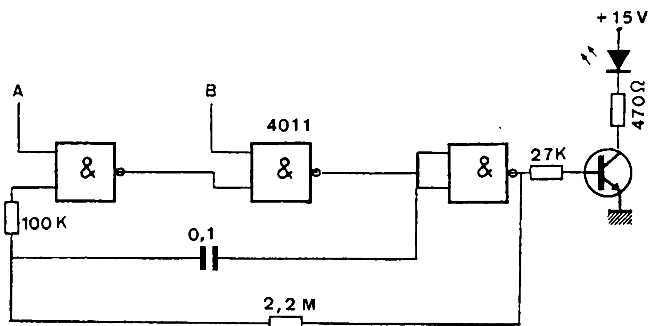
On utilise dans ce générateur de signaux basse fréquence un LM 195 qui est un transistor de puissance protégé contre les court-circuits.
Ce montage fonctionne sur 12 V, il peut donc être utilisé comme dispositif de signalisation.

1397-1398



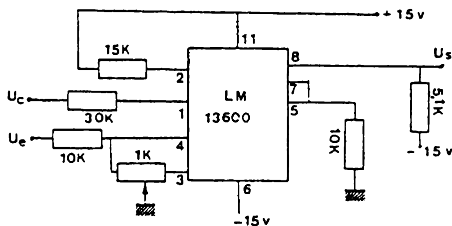
Le LM 3909 (National Semiconductor) est un circuit spécialement conçu comme oscillateur pour flash à LED.

1399



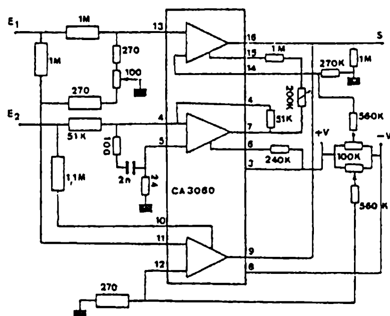
Dans ce montage proposé par RCA, l'état de la LED est déterminé par les entrées A et B. Pour A = 0 et B = 1, la LED s'illumine en permanence.
Pour B = 0 la LED est éteinte,
pour A = 1 et B = 1 la LED clignote.

1400 MODULATEURS D'AMPLITUDE



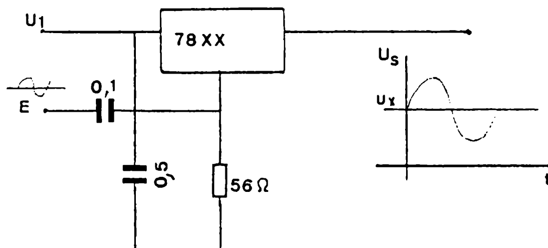
Ce montage permet de moduler une haute fréquence (2 MHz) en amplitude à l'aide dune tension basse fréquence.

1401



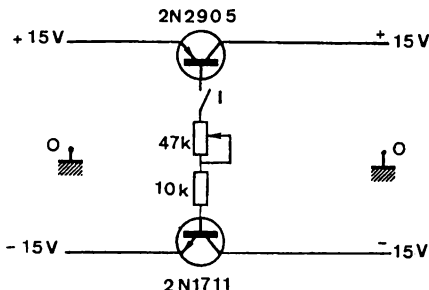
Ce circuit utilise un OTA ce qui permet de régler facilement le taux de modulation.

1402 AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE BF



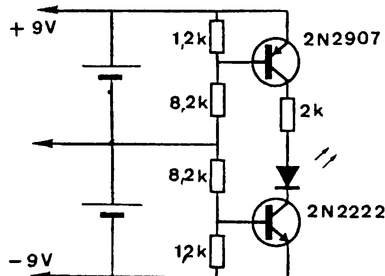
Ce montage donne un gain en tension égale à l'unité, mais il permet d'obtenir un courant de sortie de 1,5 A ou plus si l'on utilise un transistor ballast.

1403 MISE SOUS TENSION SIMULTANÉE



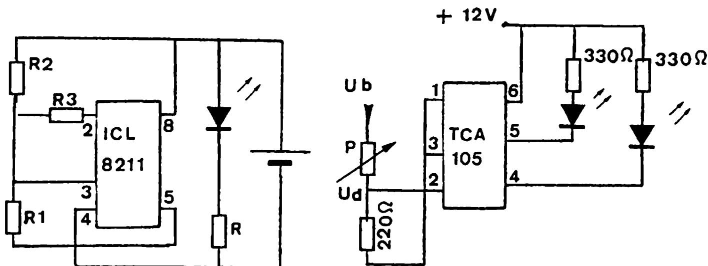
Ce circuit permet la mise simultanée sous tension d'un montage alimenté en ± 15 V. En cas de court-circuit en sortie, le courant collecteur est intrinsèquement limité.

1404 INDICATEURS D'USURE DES PILES



Ce circuit peut être utilisé pour vérifier l'état des piles d'un appareil de mesure. Si l'une des piles est défectueuse la LED s'éteint.

1405-1406

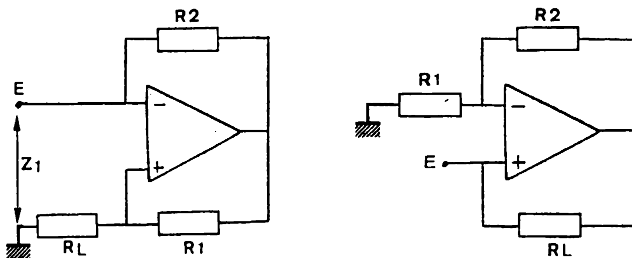


Dans ces montages, lorsque la tension de la pile est inférieure à la tension de seuil définie par la relation :

$$V = \frac{R_2.R_3}{R_2+R_3}(+R_1)\frac{1,15}{R_1}$$, la diode d'illumine.

Pour le deuxième montage qui est une variante, on règle P pour U_d = 400 mV.

1407-1408 CONVERTISSEURS D'IMPÉDANCE (Résistance négative)

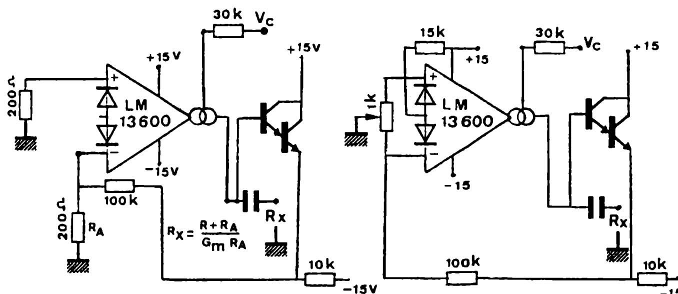


Ce convertisseur à impédance négative est souvent utilisé pour synthétiser des filtres passe-bande et des montages gyrateurs. On obtient

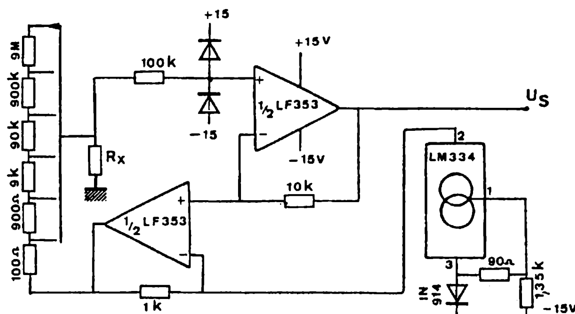
$$Z_1 = \frac{R_L.R_2}{R_1}$$

si $R_1 = R_2$ nous avons $Z_1 = -R_L$.

1409-1410 RÉSISTANCE CONTRÔLÉE EN TENSION



1411 CONVERTISSEUR RÉSISTANCE TENSION

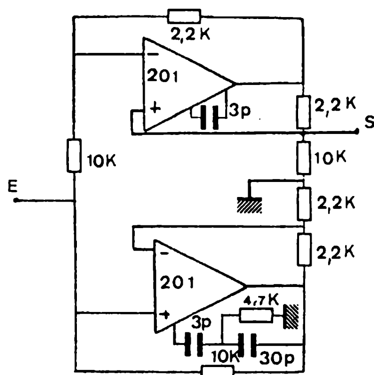


La tension de sortie est de 1 V maximum. Nous avons

$$V_0 = \frac{R_x}{R_c}$$

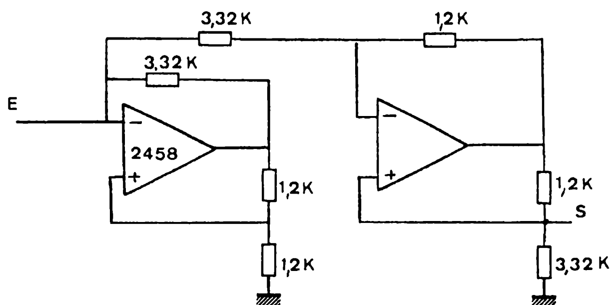
(R_c est la résistance commutée en S_1).

1412 GYRATEURS



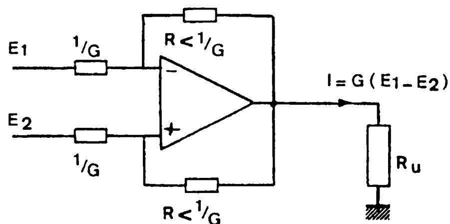
Ce circuit a la propriété d'inverser sur une paire de bornes, l'impédance présente sur l'autre paire (un court-circuit en sortie sera «vu» en entrée comme une impédance infinie et inversement).
On utilisera cette propriété dans les circuits d'adaptation d'impédance. Ces montages font appel à des circuits à résistance négative.

1413



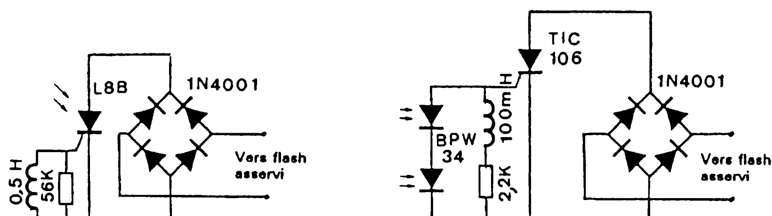
Ce montage est une variante qui utilise un amplificateur double permettant de réduire l'encombrement.

1414

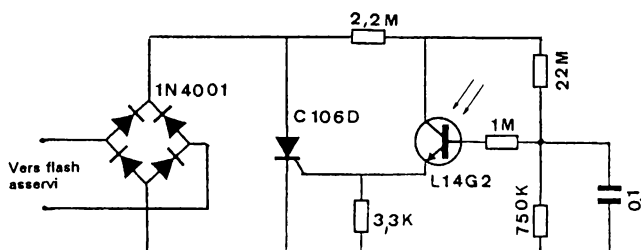


Cette figure représente un amplificateur à entrées symétriques qui est un gyrateur faisant appel au principe du générateur de courant commandé par une tension (amplificateur de transconductance).

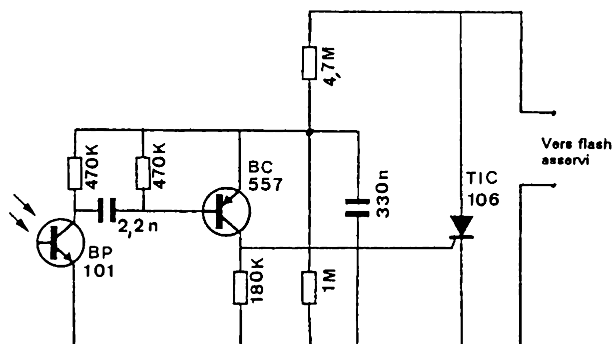
1415-1416 FLASHS ASSERVIS



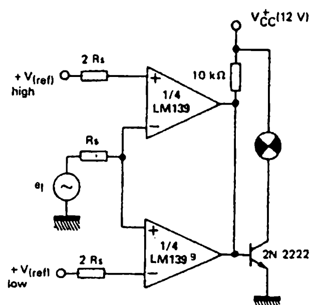
1417

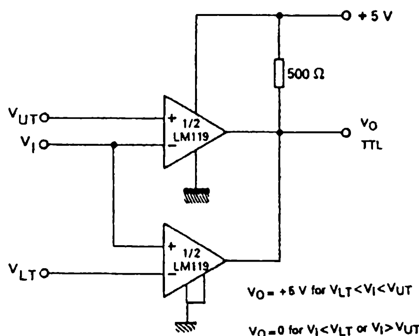


1418



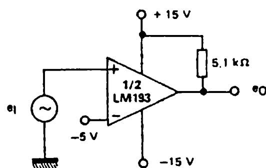
Ces montages permettent, à partir du flash déclenché par l'appareil photographique, de commander sans fil un flash secondaire.

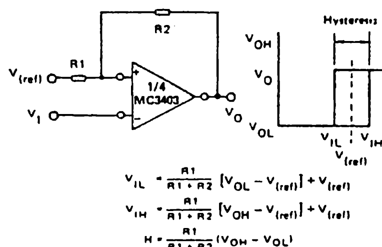




Comparateurs à fenêtre

1421-1422





$$V_{IL} = \frac{R1}{R1 + R2}\left[V_{OL} - V_{(ref)}\right] + V_{(ref)}$$

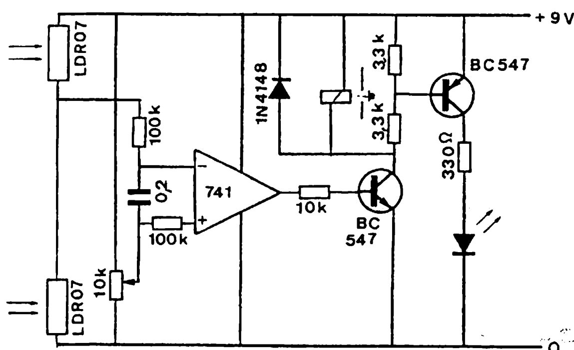
$$V_{IH} = \frac{R1}{R1 + R2}\left[V_{OH} - V_{(ref)}\right] + V_{(ref)}$$

$$H = \frac{R1}{R1 + R2}(V_{OH} - V_{OL})$$

Comparateur avec référence négative

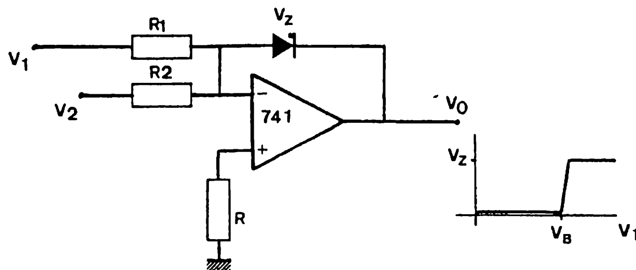
Comparateur avec hystérésis

1423



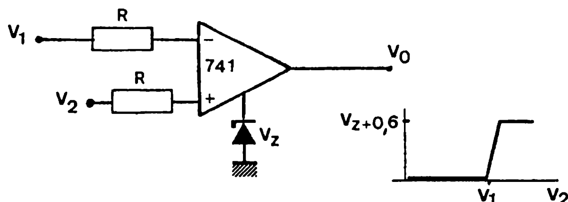
Comparateur optique. Ce montage permet de détecter une pièce (emplacement des LDR), mais il peut être également utilisé pour une télécommande ou encore comme sonde optique pour ordinateur. Le comparateur commute lorsque le niveau de la tension appliquée à la broche « – » tombe sous celui de la tension de référence réglée par P.

1424 COMPARATEUR DE VALEURS ABSOLUES



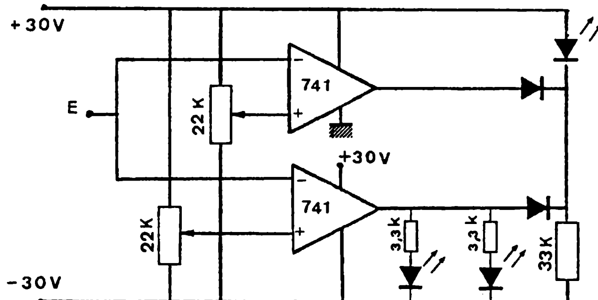
Ce montage permet de régler le point de basculement en agissant sur le rapport R1/R2. Il est cependant sensible aux tensions de mode commun induites sur V1 et V2.

1425 COMPARATEUR DE VALEURS RELATIVES



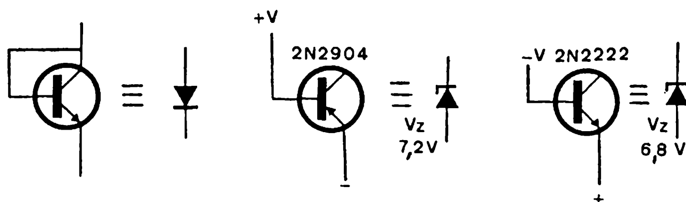
Ce montage est beaucoup moins sensible que le précédent aux tensions de mode commun induites sur V1 et V2.

1426 COMPARATEUR DE TENSION À TROIS ETATS



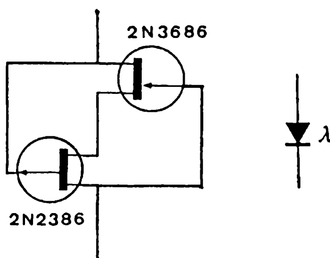
Ce montage permet de comparer une tension d'entrée de valeur inconnue à deux tensions de référence prédéterminées et affiche le résultat de la comparaison à l'aide de trois diodes électroluminescente. On réglera $U_{p1} < U_{p2}$. Il peut être utilisé pour le contrôle de charge d'une batterie.

1427-1428-1429 DIODES PARTICULIÈRES



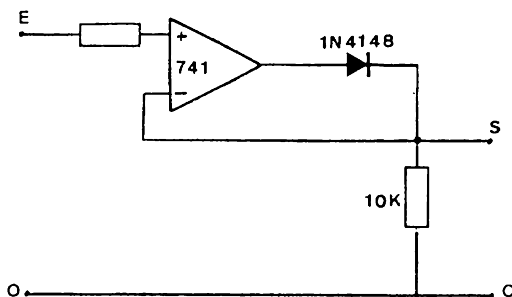
Ces dispositifs permettent d'obtenir des diodes à faible chute de tension.

1430



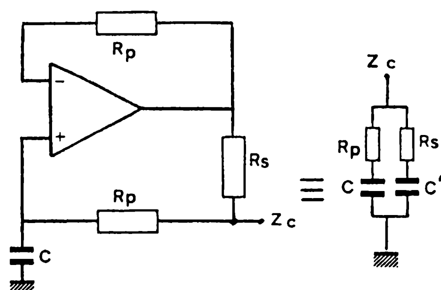
Diode lambda : Si on relie un FET canal N et un FET canal P, on obtient une diode lambda qui possède une caractéristique équivalente à celle de la diode tunnel.

1431



Diode sans seuil. Le seuil de conduction de la diode (V_d) est ici ramené à une valeur équivalente V'_d telle que $V'_d = 0$.

1432 MULTIPLICATEURS DE CATACITANCE



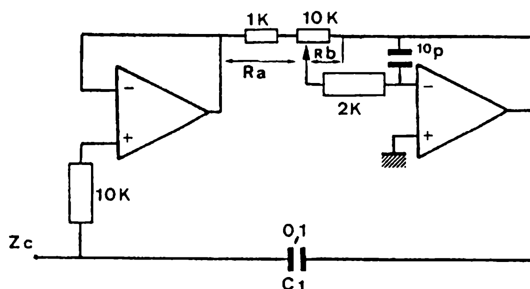
Le réseau est équivalent à une capacité C' telle que

$$C' = \frac{R_{px}C}{R_s}$$

avec $R_p >> R_s$.

Ce montage permet d'obtenir des capacités C' de 105 µF.

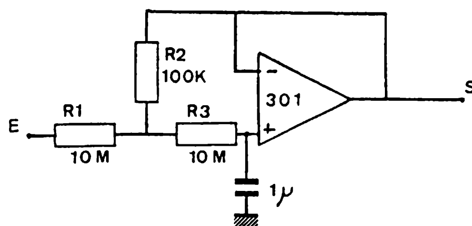
1433



Ce montage permet d'ajuster la valeur de C à l'aide de P. La valeur de C est donnée par la relation :

$$C = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right)C_1$$

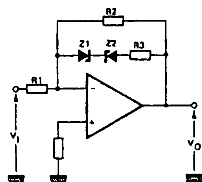
1434 MULTIPLICATEUR DE CONSTANTE DE TEMPS

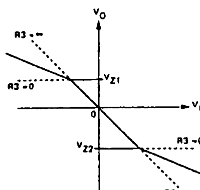


Ce montage permet d'obtenir une constante de temps de 1 000 secondes avec une basse impédance d'entrée.

$$t = \frac{(R_2 + R_3)CR_1}{R_3}$$

1435 GÉNÉRATEURS DE FONCTION NON LINÉAIRES

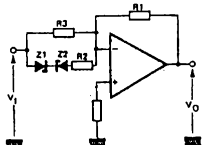


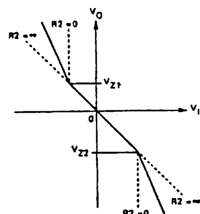


$V_{Z1} > V_O > V_{Z2}$ → $V_O = -\frac{R_2}{R_1} V_I$

$V_O > V_{Z1}$ ou $V_O < V_{Z2}$ → $V_O = -\frac{R_2 // R_3}{R_1} V_I$

1436



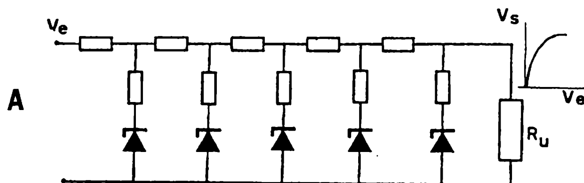


$V_{Z1} > V_O > V_{Z2}$ → $V_O = -\frac{R_1}{R_3} V_I$

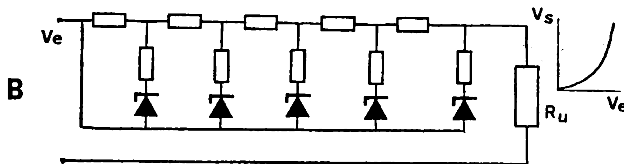
$V_O > V_{Z1}$ ou $V_O < V_{Z2}$ → $V_O = -\frac{R_1}{R_2 // R_3} V_I$

Ces amplificateurs montrent une courbe de transfert variable qui dépendra de V_z, R_3 et de R_2.

1437

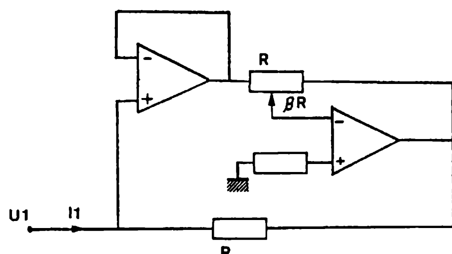


1438



Dans le montage A, le taux d'augmentation de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée, diminue lorsque la tension d'entrée augmente et, il augmente dans le montage B. Dans ces montages, plus il y a de réseaux, plus U_0 sera proche d'une fonction sinusoïdale. Les tensions V_z iront en croissant.

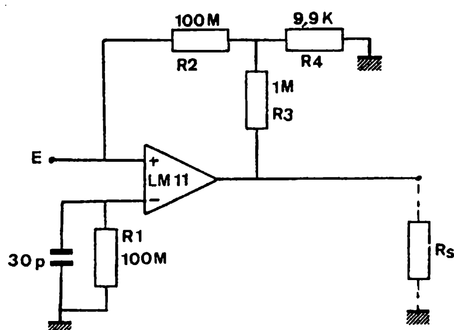
1439 DIVISEUR D'IMPÉDANCE



$$Z1 = \frac{U1}{I1} = \frac{RL}{1+\beta}$$

Ce montage permet de réduire une impédance ou de l'ajuster à une valeur choisie.

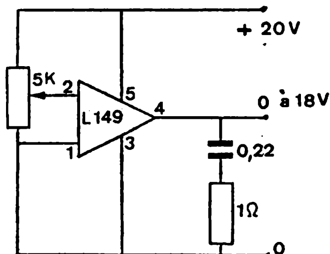
1440 MULTIPLICATEUR D'IMPÉDANCE



$$Rs = R2\left(1+\frac{R3}{R4}\right)$$

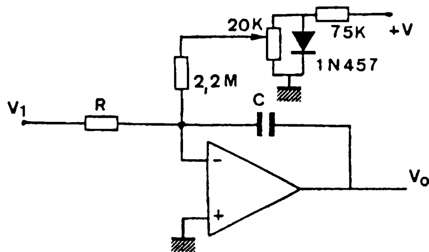
Avec ce montage, on peut obtenir une résistance de 10 GΩ.

1441 POTENTIOMETRE DE PUISSANCE



L'utilisation d'un ampli de puissance permet d'obtenir la commande d'une forte puissance (36 W max) à partir d'un petit potentiomètre de 1/4 de W.

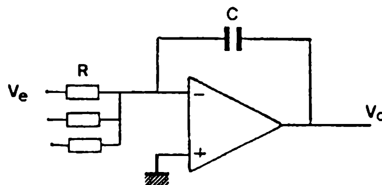
1442 INTÉGRATEURS



Cet intégrateur est muni d'un dispositif permettant l'annulation du décalage d'entrée. On obtient :

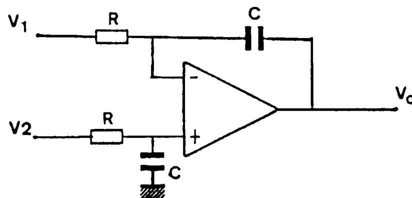
$$V_0 = \frac{1}{RC}\int_0^t V dt$$

1443



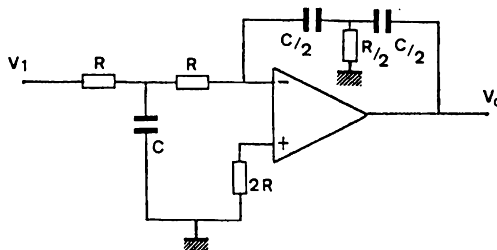
Dans ce montage, on réalise un intégrateur de somme en connectant à l'entrée plusieurs résistances de même valeur.

1444



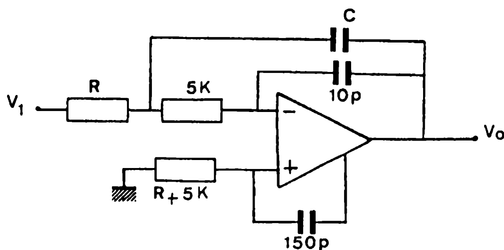
Nous avons ici un intégrateur de différence.

1445



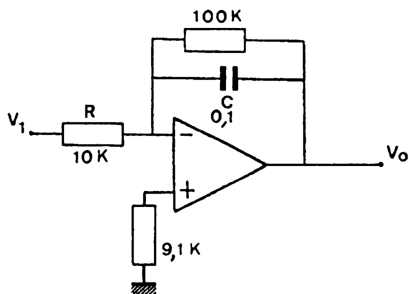
Cet intégrateur double est équivalent à deux simples disposés en série avec un étage inverseur. Un rebouclage sortie-entrée permet de constituer un filtre passe-bande à surtension élevée.

1446 INTÉGRATEURS

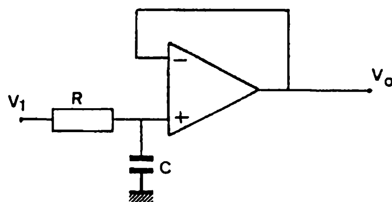


Pour des constantes de temps réduites, on peut utiliser un circuit *RC* complémentaire ($V_0 = R_1/RC$).

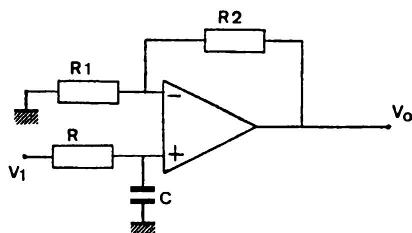
1447



1448

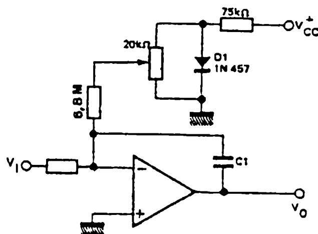


1449



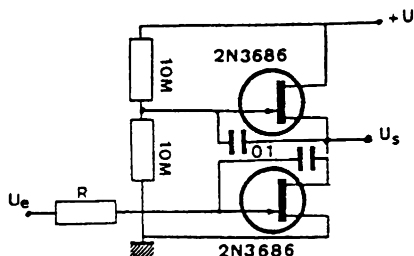
Intégrateurs amortis
(pseudo-intégrateurs) $F_0 = 1/RC$.

1450



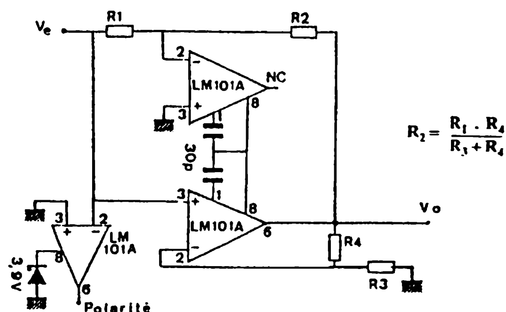
Intégrateur avec compensation de polarisation

1451 INTÉGRATEUR



Ce montage est un intégrateur de Miller ou multiplicateur de capacité qui permet d'obtenir une très longue constante de temps.

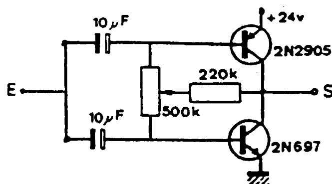
1452 AMPLIFICATEUR DE VALEURS ABSOLUES



$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_4}{R_1 + R_4}$$

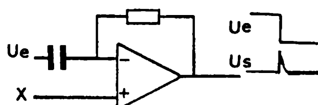
$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} |V_e|$$

1453 AMPLIFICATEUR À GAIN ÉLEVÉ

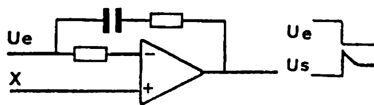


La mise au point de ce montage qui a un gain de 5000 consiste à ajuster P pour obtenir à la jonction des collecteurs des transistors la moitié de la tension d'alimentation.

1454-1455 PRINCIPE DES MONTAGES DÉRIVATEURS OU INTÉGRATEURS

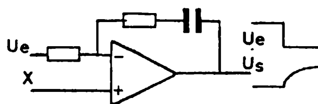


Montage dérivateur

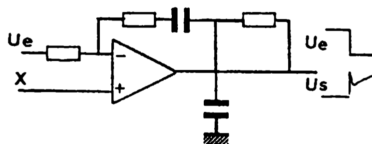


Montage dérivateur proportionnel

1456-1457

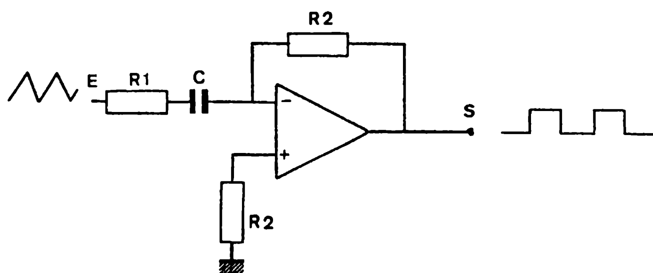


Montage intégrateur proportionnel



Montage dérivateur-intégrateur

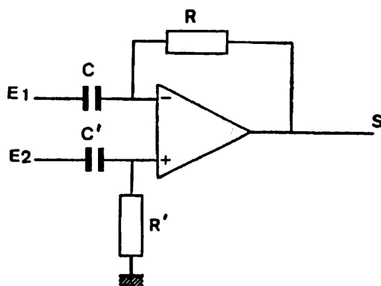
1458 DÉRIVATEUR



Ce montage fonctionne en dérivateur jusqu'à une fréquence $1/2pR_1C$. Il peut être utilisé en filtre passe-haut. On obtient ici :

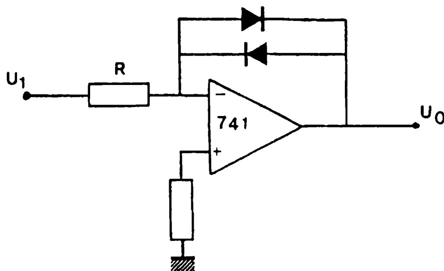
$$V_0 = -\left(\frac{R_2C}{1} + R_1C\right)V_e$$

1459 DÉRIVATEUR DIFFÉRENTIEL



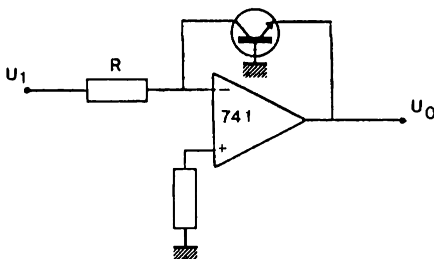
Dans ce montage, si $R = R'$ et $C = C'$, la tension de sortie correspond à la dérivée par rapport au temps de la différence entre les deux tensions d'entrées. $V_0 = RC(V_2 - V_1)$. Si V_1 est relié directement au 0 V électrique, on obtient un différentiateur non inverseur.

1460 CONVERTISSEURS LOGARITHMIQUES



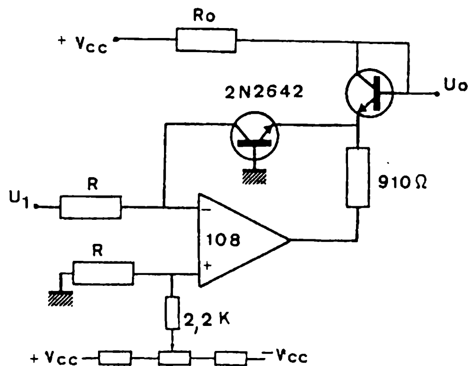
Nous avons ici un convertisseur à diodes qui permet une amplification logarithmique pour faibles signaux.

1461



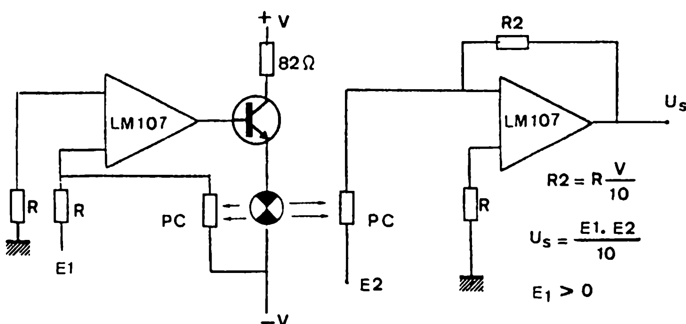
Dans ce montage, on utilise un transistor NPN qui peut être remplacé par un PNP pour des signaux d'entrées négatifs. Nous avons $V_o = K \lg V_1/RI_s$ avec K = constante (0,9 à 1 et I_s courant inverse émetteur-base du transistor).

1462



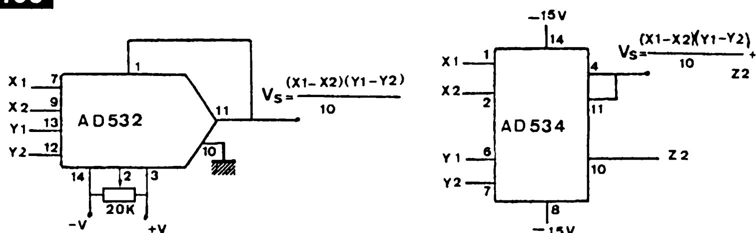
Ce montage est un convertisseur logarithmique compensé qui peut fonctionner sur une centaine de décibels.

1463 MULTIPLICATEURS ANALOGIQUES

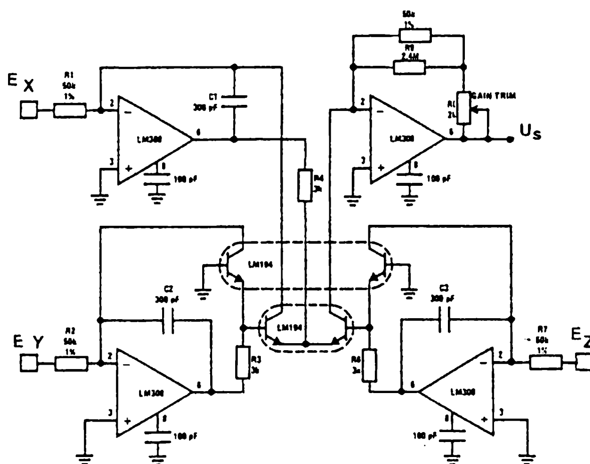


L'amplification du signal E2 est proportionnelle au signal E1. Du fait du temps de réponse de L, la commande ne peut travailler en haute fréquence. R sera choisie afin de diminuer les erreurs dues à l'offset.

1464-1465

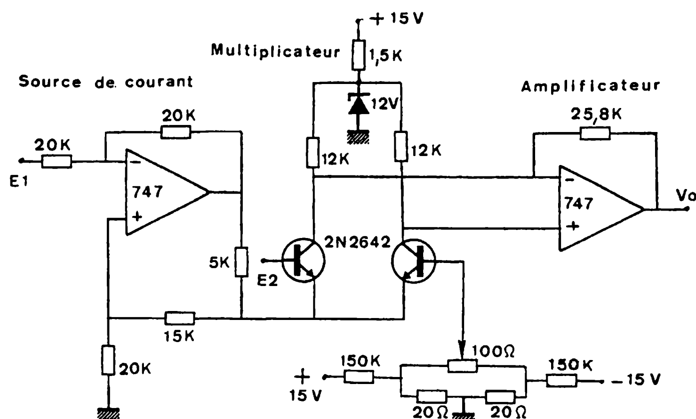


1466



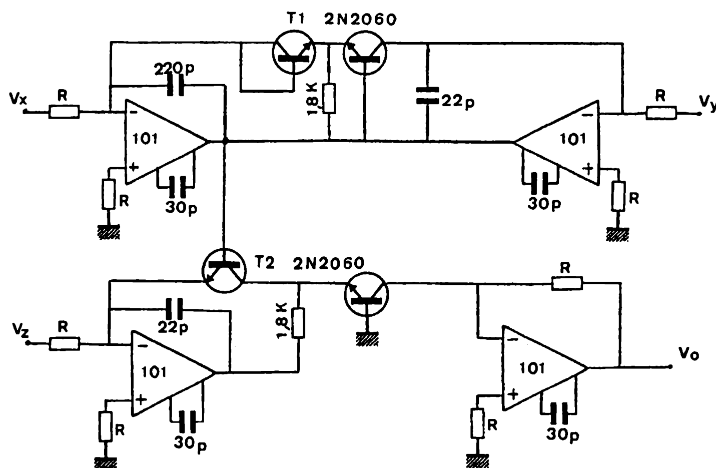
Nous avons dans cet amplificateur $U_s = XY/Z$ pour des tensions d'entrées positives seulement.

1467 MULTIPLICATEUR ANALOGIQUE



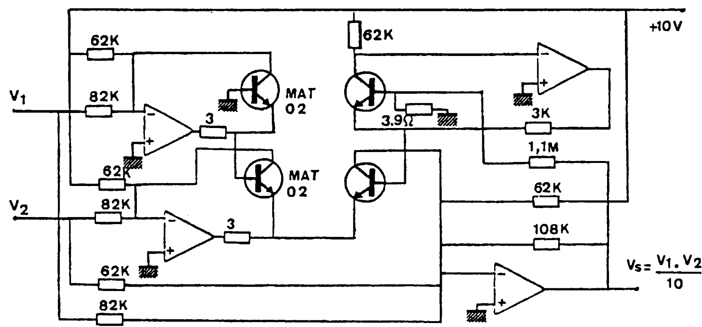
Ce multiplicateur à deux quadrants comporte un générateur de courant qui commande la transconductance de l'amplificateur différentiel. Le potentiomètre P sert à compenser les tensions de décalage du transistor double. Ce montage pourra fonctionner en diviseur et en extracteur de racine s'il est monté dans la boucle de contre réaction d'un amplificateur opérationnel. $V_o = 100\ E_1.E_2$.

1468 MULTIPLICATEUR-DIVISEUR



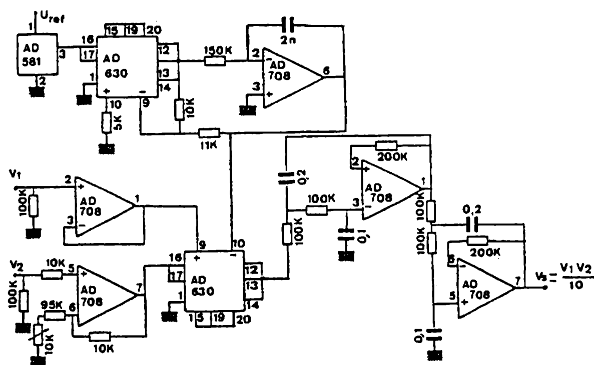
Nous avons ici une association de trois amplificateurs logarithmiques et d'un générateur antilogarithmique dont la tension de sortie V_o est telle que $V_o = V_x.V_z/V_y$. Cette relation se vérifie quelle que soit la température, pourvu que T_1 et T_2 soient portés à la même température. R sera de précision et comprise entre 10 et 100 kΩ.

1469 MULTIPLIOATEURS/DIVISEURS



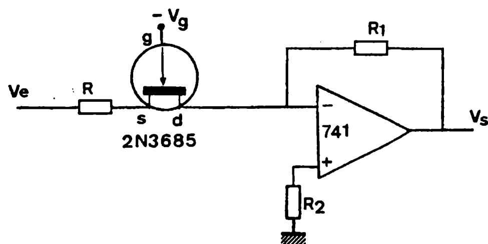
Ce multiplicateur diviseur à un quadrant accepte des tensions comprises entre 0,1 et 10 V.

1470



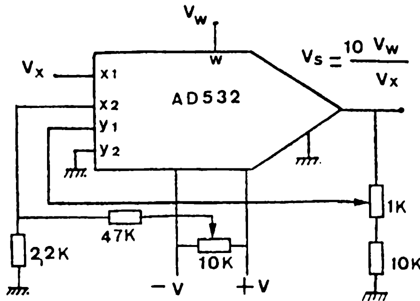
Multiplication de signaux analogiques par modulation de durée.

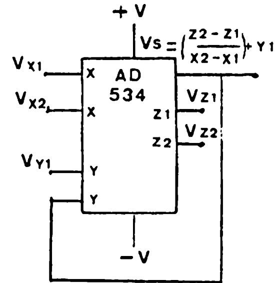
1471 ATTÉNUATEUR VARIABLE



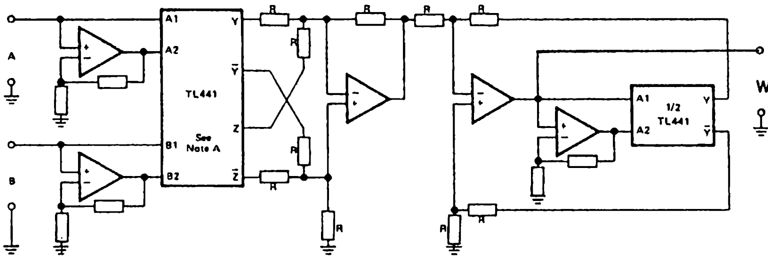
Dans ce circuit le FET fonctionne comme une résistance variable dont la valeur dépend de la tension de commande de la grille.

1472-1473 DIVISEURS ANALOGIQUES



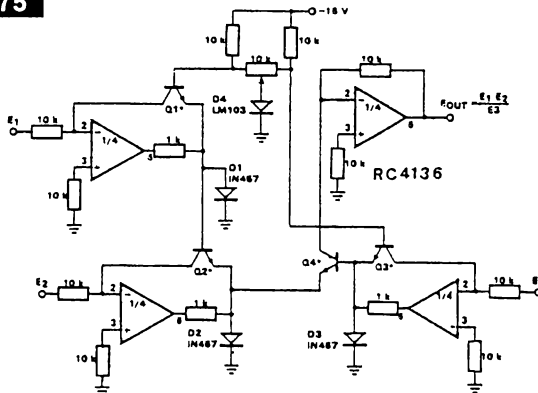


1474



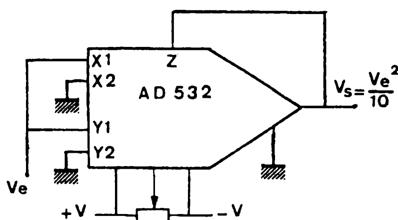
Nous avons pour ce montage $W = A.B$ soit lg W = lg A + lg B.
Pour obtenir un diviseur, les connexions z et z seront inversées et l'on aura $W = A/B$ soit lg W = lg A – lg B.
Pour un bon fonctionnement de ces amplificateurs logarithmiques on fera 2 kΩ < R < 10 kΩ.

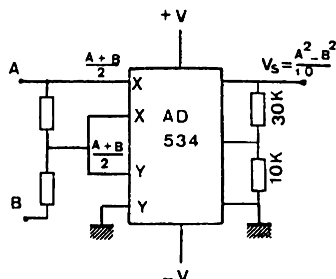
1475



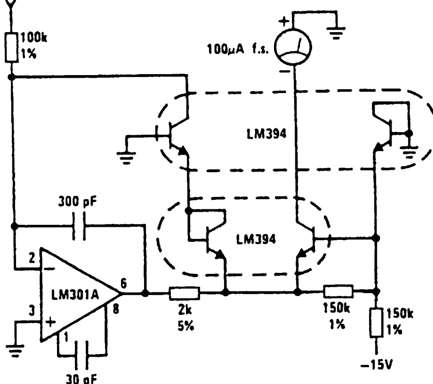
Multiplicateur diviseur-analogique

1476-1477 ÉLÉVATEURS DE PUISSANCE



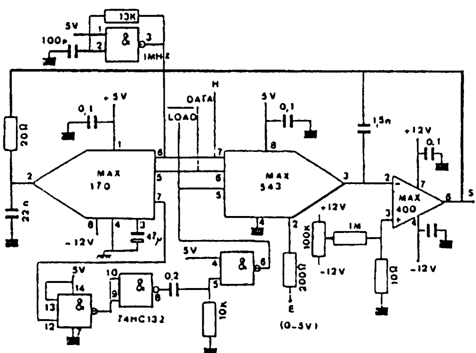


1478



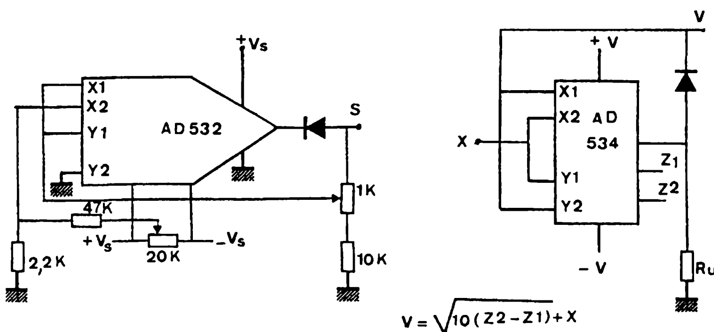
Pour ce montage, l'intensité du courant de sortie est proportionnelle au carré de la tension d'entrée soit $I_s = 10^{-6}\, V_e^2$.

1479 EXTRACTEUR DE RACINE CARRÉE

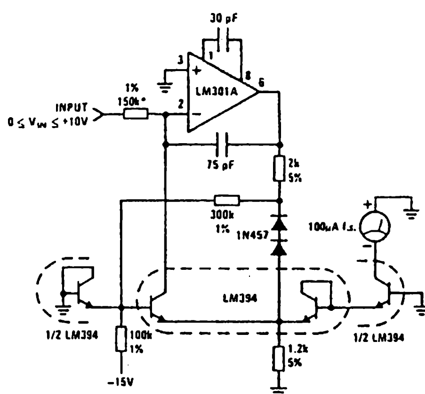


Ce montage génère une tension dont l'amplitude est la racine carrée de l'amplitude de la tension d'entrée.

1480-1481 EXTRACTEURS DE RACINE



1482

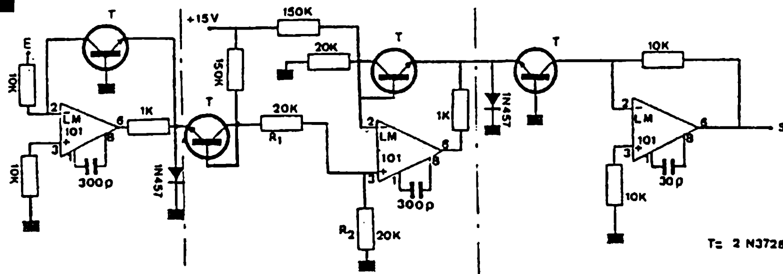


Dans ce montage nous avons :

$$I_s = 10^{-5}\sqrt{10\,U_e}$$

Ce circuit utilise un LM 34 qui est un circuit intégré comportant deux transistors appariés.

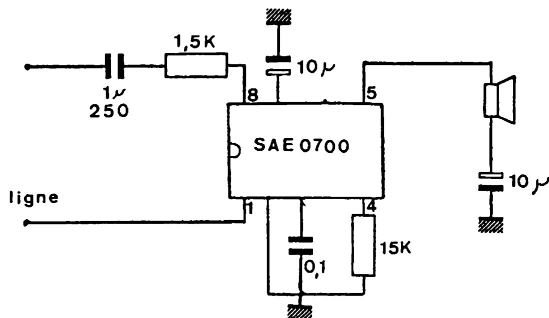
1483



Convertisseur log — Diviseur — Convertisseur antilog

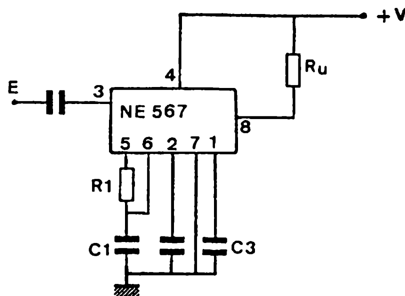
Ce montage permet d'extraire la racine carrée de la tension appliquée à l'entrée.
Si l'on veut changer la valeur de la racine, on changera le rapport R_1/R_2 afin d'obtenir le diviseur choisi.

1484 SONNERIE ÉLECTRONIQUE DE TÉLÉPHONE



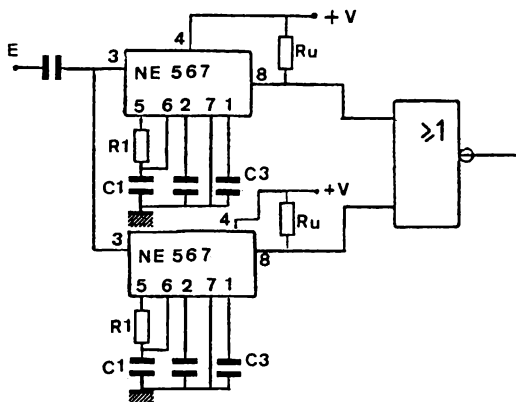
RC permet de personnaliser le timbre de la sonnerie.

1485 DECODEUR DE TONALITÉ



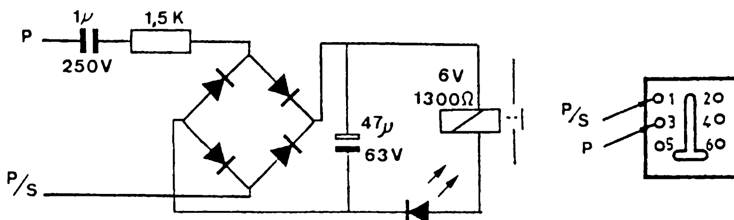
Le NE 567 est prévu pour commander une charge lorsqu'une fréquence faisant partie de sa bande de détection est présente sur son entrée. La fréquence central du montage est définie par $F_0 = 1/R_1C_1$. Ce circuit comporte un démodulateur AM et il possède un large domaine de fonctionnement (0,1 Hz à 500 kHz).

1486

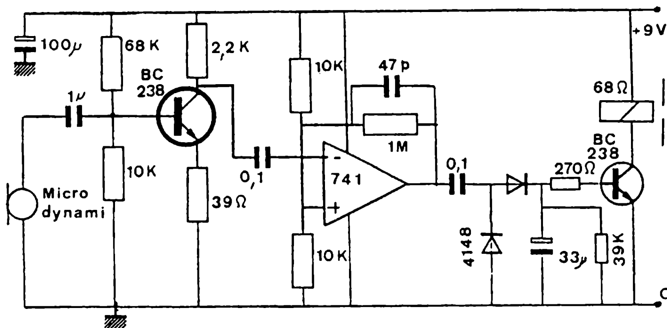


En associant deux 567 on obtient un décodeur de double tonalité.

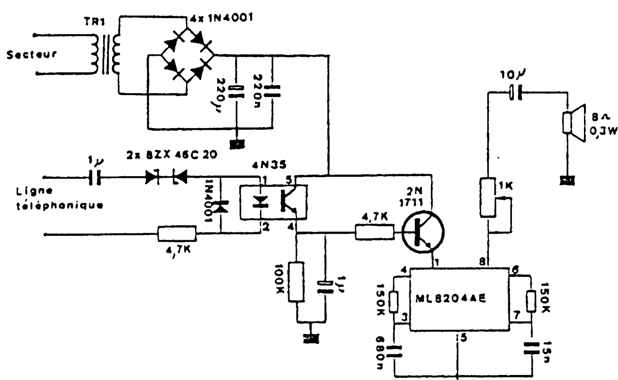
1487 DETECTEUR DE SONNERIE TÉLÉPHONE



1488

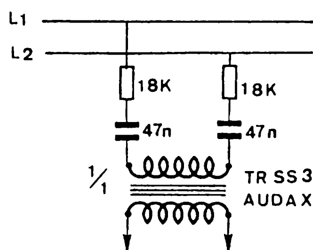


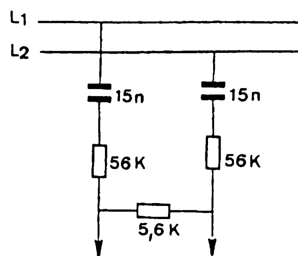
1489 SONNERIE TÉLÉPHONE COMPLÉMENTAIRE



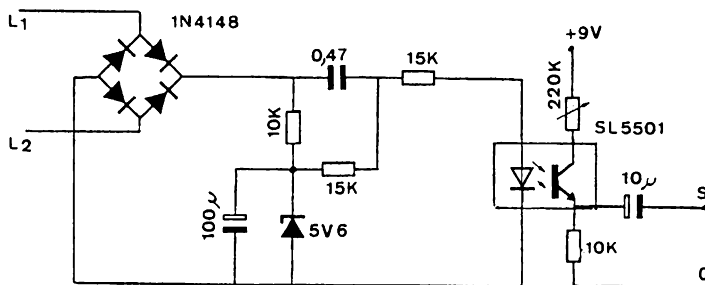
Le LM 8204 (MITEL) est un circuit spécialement prévu pour générer un signal modulé pour sonnerie téléphonique. TR_1 est un transformateur d'alimentation 220 V/18 V 3,3 VA.

1490-1491 CAPTEURS TÉLÉPHONIQUES

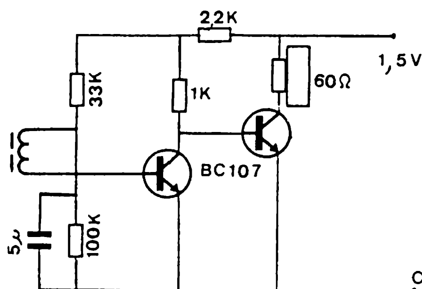




1492

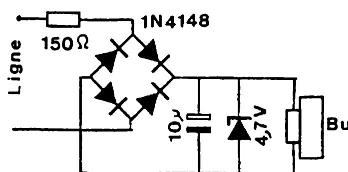


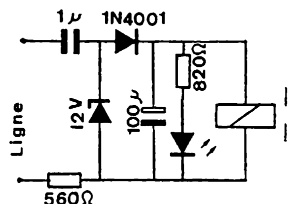
1493



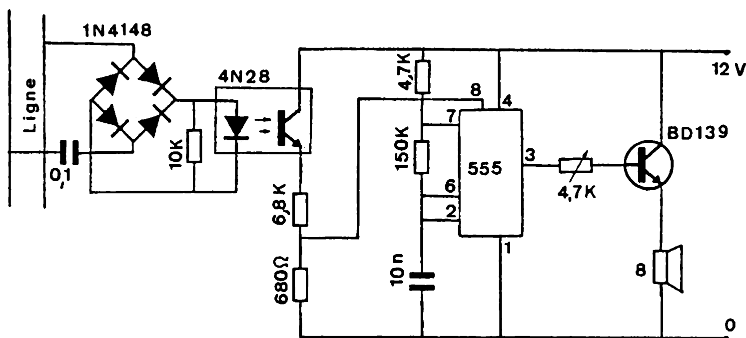
Ce petit circuit permet d'obtenir un écouteur supplémentaire sans branchement électrique sur l'appareil. La bobine peut être constituée d'un noyau en U (Ø 5) et de 2000 spires de fil de Ø 8/100.

1494-1495 RÉPÉTITEURS DE SONNERIE DE TÉLÉPHONE

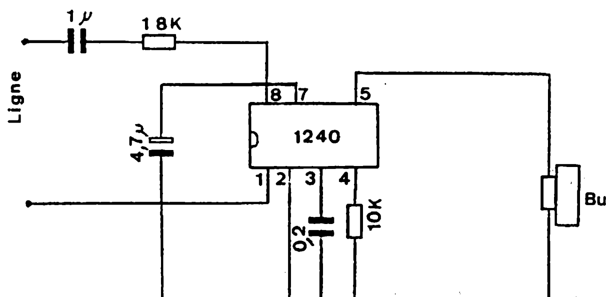




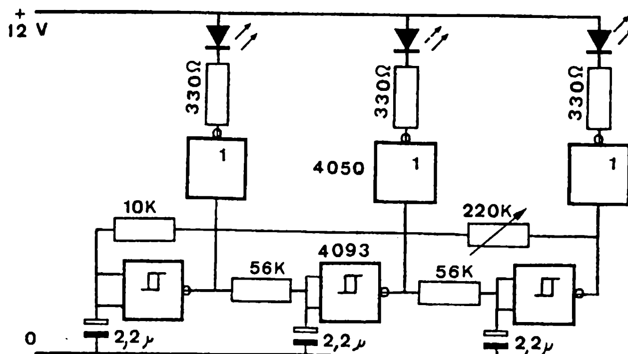
1496



1497

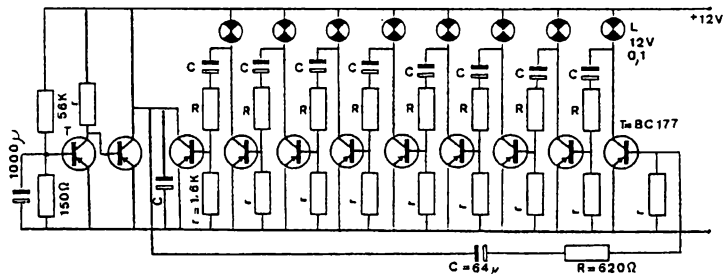


Le LS 1240 de SGS permet de remplacer la sonnette du téléphone par un son modulé. Le transducteur sera du type piézo-électrique ou, si l'on utilise un transformateur, électrodynamique.



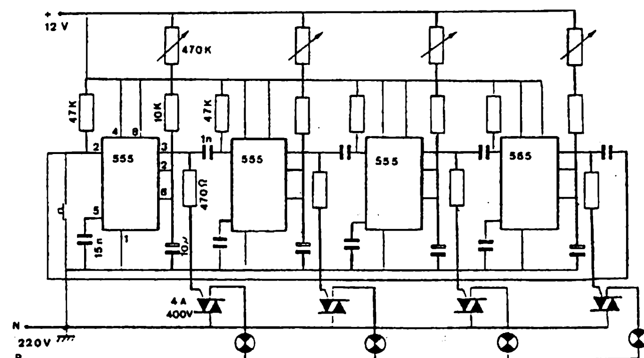
Chenillard à LED

1499



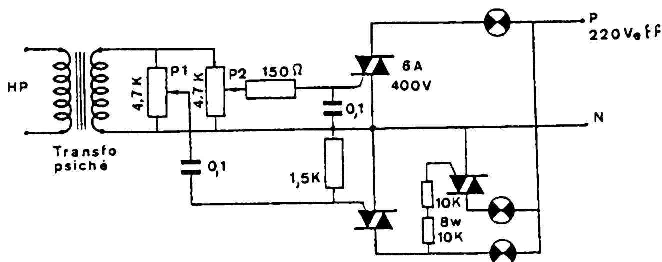
Chenillard à voyants

1500



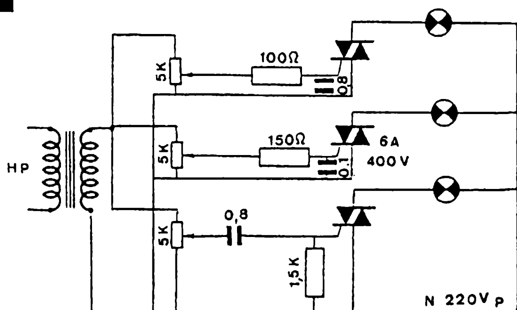
Chenillard secteur

1501 MODULATEURS DE LUMIÈRE



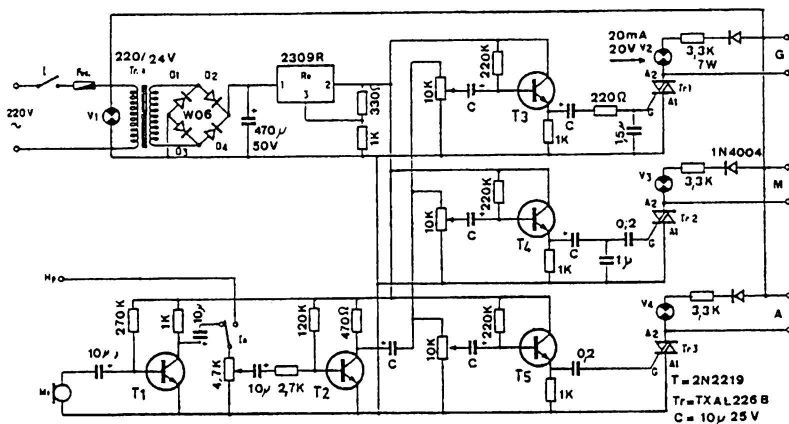
Cette figure représente le schéma d'un modulateur deux voies avec un canal inversé. P_1 permet le réglage du canal des graves et P_2 celui des aigus.

1502



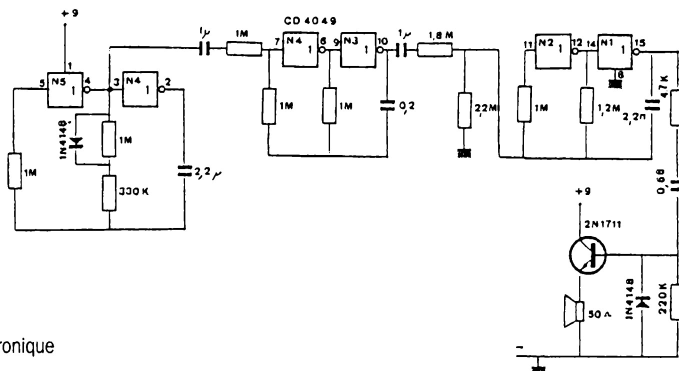
Circuit classique d'un psychédélique trois voies.

1503



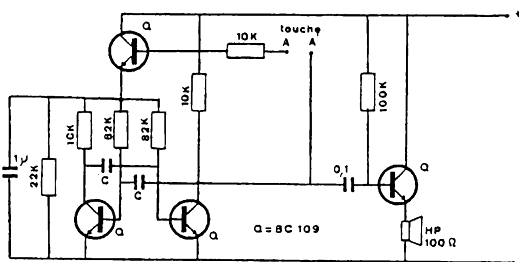
Ce montage est plus perfectionné puisqu'il est composé de trois filtres actifs à transistors ainsi qu'une position micro, ce qui permet de commander celui-ci uniquement par le bruit ambiant.

1504 GÉNÉRATEURS SONORES



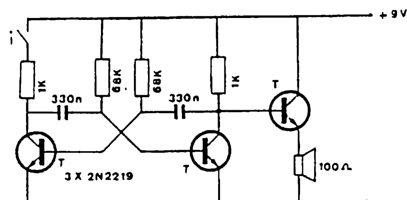
Poule électronique

1505



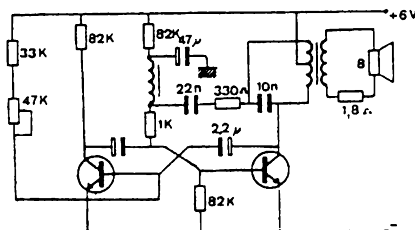
Bruiteur sensitif

1506

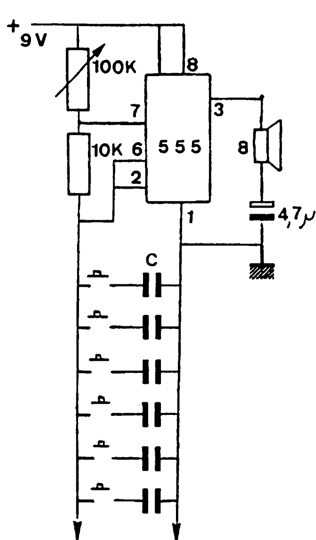


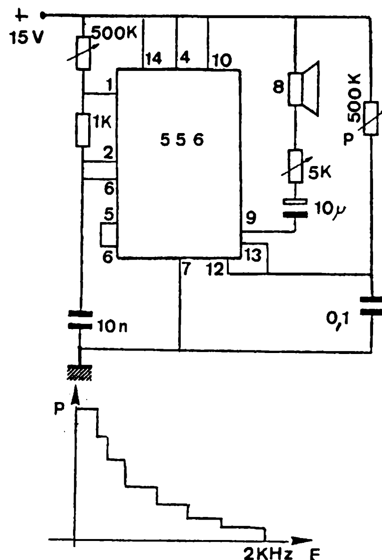
Sirène de bateau

1507

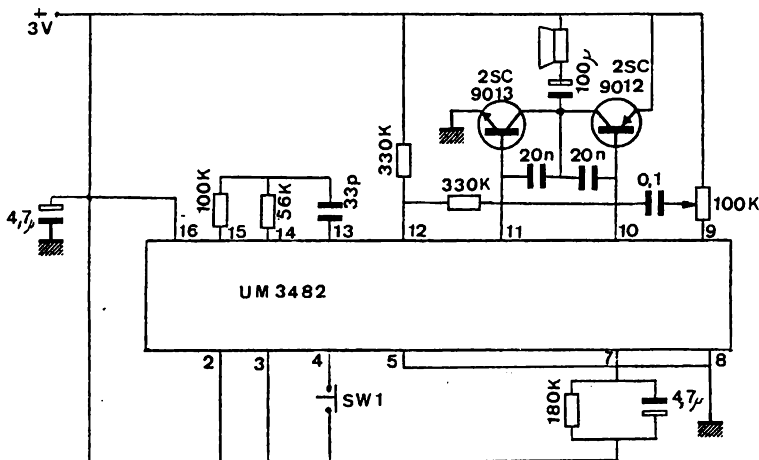


Oiseau électronique



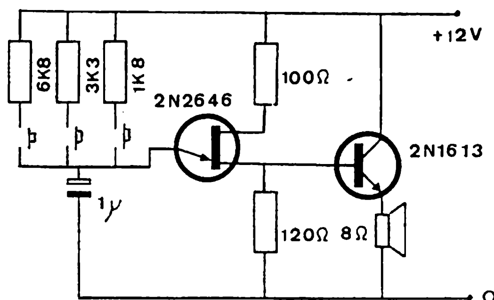


1510



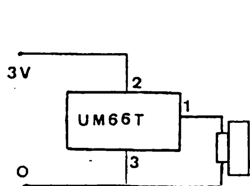
Carillon électronique. Ce circuit, qui comporte 16 chansons, change de morceau à chaque nouvel appui sur SW_1.

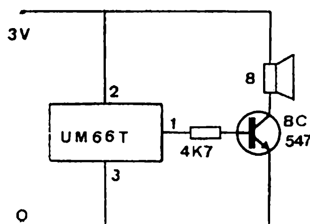
1511



Sonnette multitons.
Cette sonnette fonctionne avec trois boutons poussoirs. Chaque bouton détermine une fréquence d'oscillation. On peut ainsi obtenir sept tonalités différentes suivant le nombre de boutons actionnés.

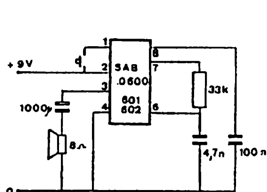
1512-1513

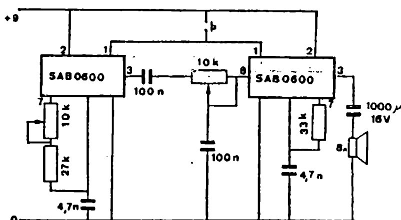




Le UM 66T (UMC) est un générateur de mélodie unique comportant une mémoire morte de 62 notes.

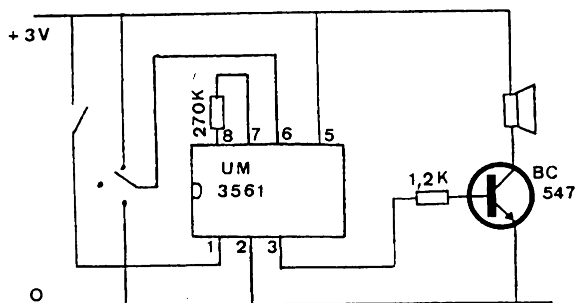
1514-1515





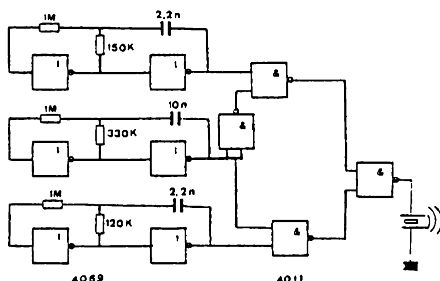
Le SAB 600 (Siemens) donne un son à trois tonalités alors que le SAB 601 ne donne qu'une tonalité et le SAB 602 deux. L'utilisation de deux circuits donne un son plus doux.

1516 GÉNÉRATEURS SONORES

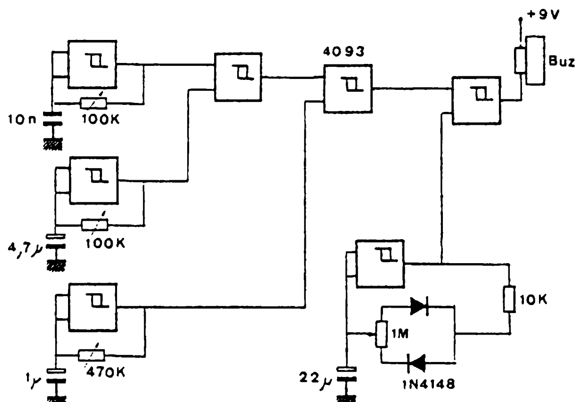


Le UM 3561 permet de reproduire trois sortes de sirènes, police, pompiers et ambulance ainsi qu'une mitrailleuse. Il est essentiellement utilisé pour l'animation de jouets.

1517



1518

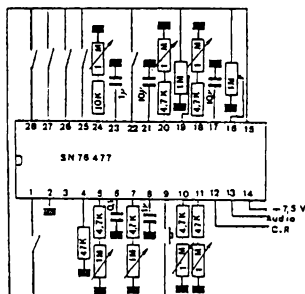


Ces montages utilisent trois générateurs qui par réglage individuel permet d'obtenir des bruits les plus divers.

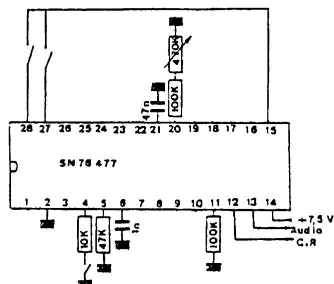
Le SN 76477 est un synthétiseur sonore à multiples possibilités. Chaque générateur sera suivi d'un amplificateur.

1519-1520 GÉNÉRATEURS SONORES

Montage de base

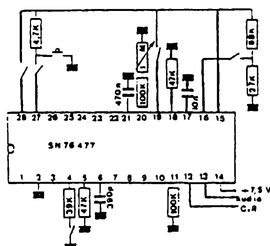


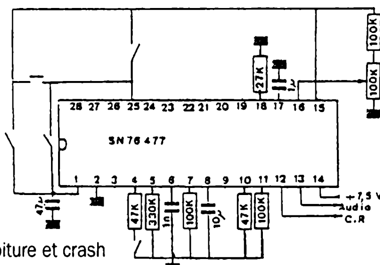
Avion à hélice



1521-1522

Train avec sifflet

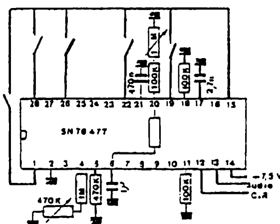




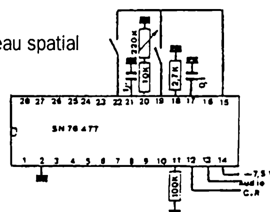
Voiture et crash

1523-1524

Gazouillis d'oiseau

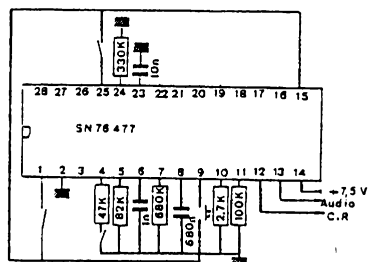


Vaisseau spatial

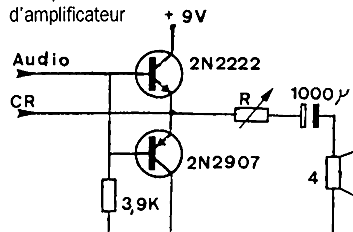


1525-1526

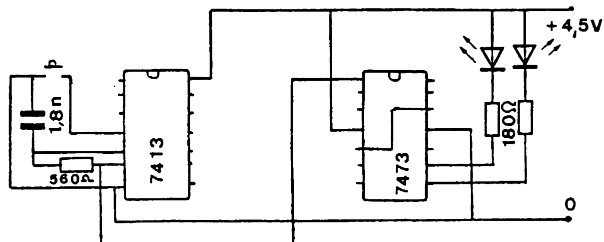
Coup de feu



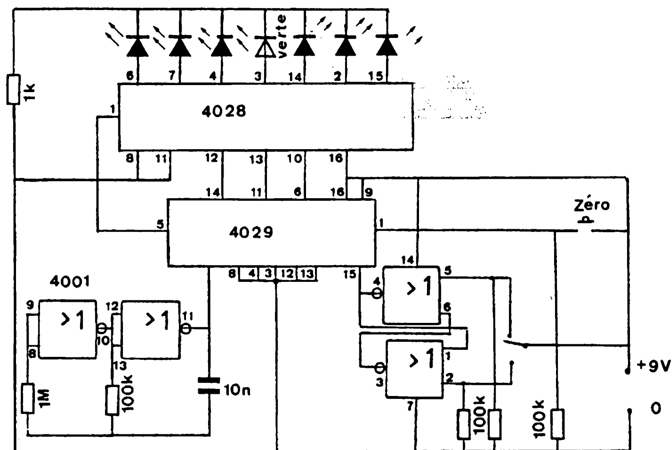
Exemple d'amplificateur



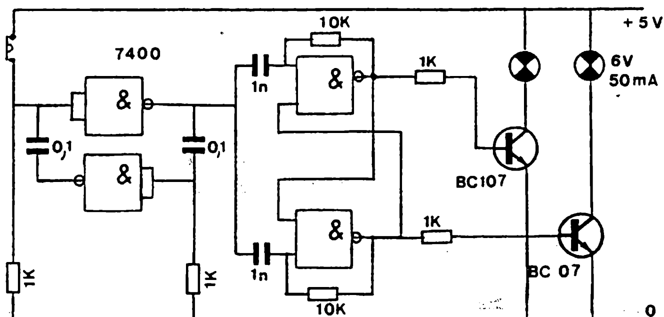
1527 PILE OU FACE

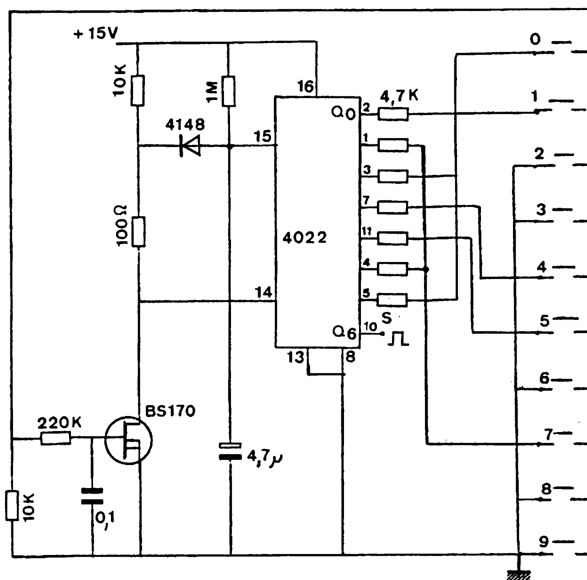


1528



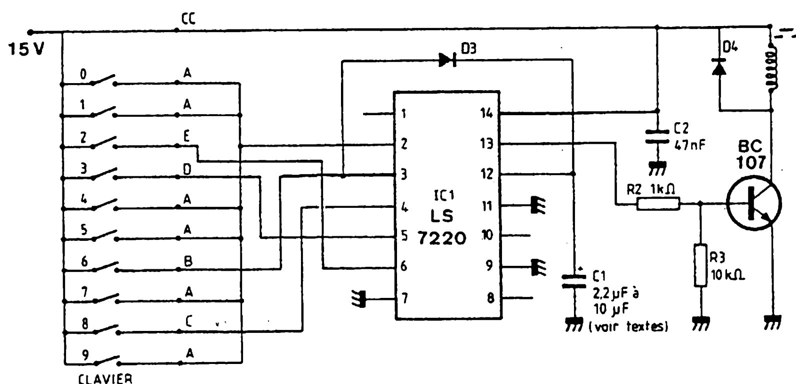
1529





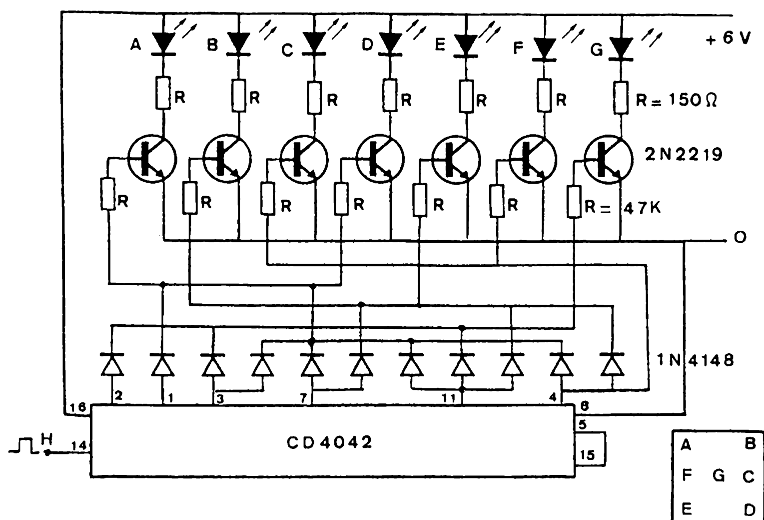
Le code est ici «1704570» mais il suffit d'intervertir les connexions des sorties Q0 à Q6 et des interrupteurs pour obtenir un autre code.

1531

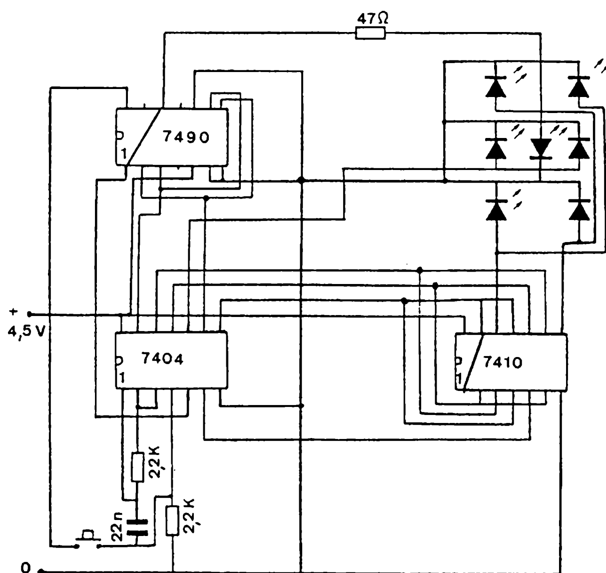


Le code est ici «6832». Pour changer de code il suffit de changer des liaisons dans les interrupteurs.

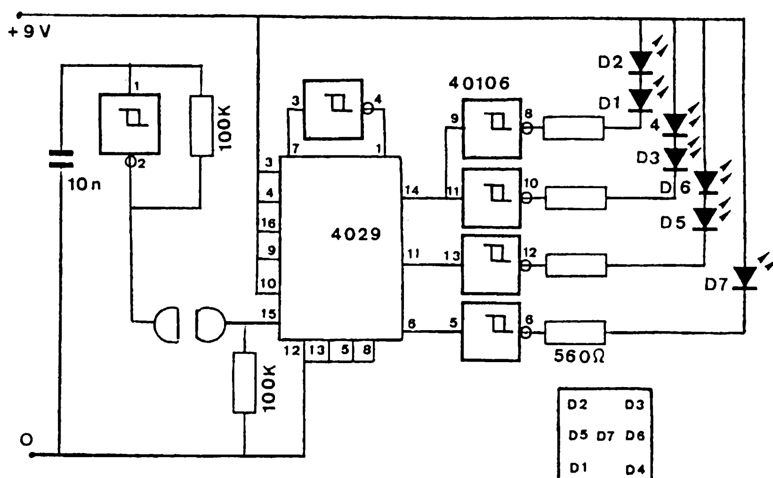
1532 DÉS ÉLECTRONIQUES



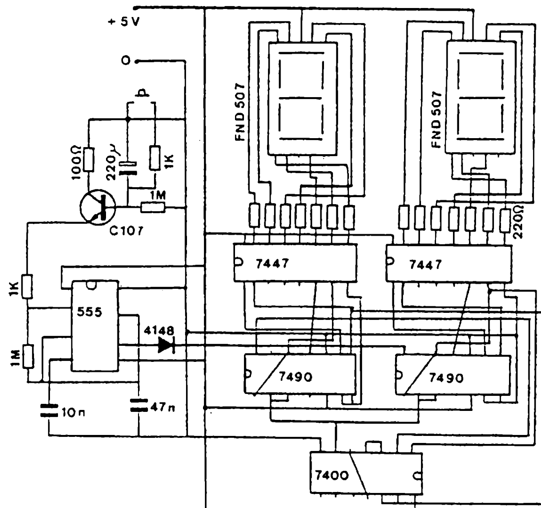
1533



1534 DÉ ÉLECTRONIQUE



1535 JEUX DU LOTO



Ce montage visualise sur deux afficheurs un nombre compris entre 1 et 49.

150

Schémas et circuits électroniques

Cette nouvelle édition a fait l'objet d'une mise à jour complète. Les composants et circuits périmés sont éliminés et près de 300 nouveaux schémas y sont introduits.

Dans cet ouvrage vous trouverez une sélection, faite à partir des fonctions de base, des schémas représentatifs provenant :
- soit de l'auteur qui les a essayés,
- soit des publications des fabricants dont les noms sont alors cités dans la légende des schémas.

Les fonctions de base, judicieusement réalisées et associées, permettront d'obtenir un objet technique complet.

Un outil efficace et indispensable.

Code 042438
ISBN 2-10-002438-8





DUNOD
ÉDITEUR